

**DISEÑO E IMPLEMENTACIÓN DE UN CONTROLADOR DIFUSO CON  
ARDUINO PARA MAXIMIZAR LA POTENCIA ENTREGADA POR UN MODULO  
FOTOVOLTAICO A UNA CARGA**

**INTEGRANTES**

**ROBERTO CARLOS LIÑAN FUENTES  
CÓDIGO: 2008219040**

**ADOLFO GÁMEZ CASTRO  
CÓDIGO: 2008219027**

**DIRECTOR:  
PhD. CARLOS ROBLES ALGARÍN**

**UNIVERSIDAD DEL MAGDALENA  
FACULTAD DE INGENIERÍA  
PROGRAMA DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA  
SANTA MARTA D.T.C.H.  
NOVIEMBRE DE 2017**

## TABLA DE CONTENIDO

<b>1. RESUMEN DEL PROYECTO .....</b>	<b>6</b>
<b>2. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA .....</b>	<b>7</b>
2.1. Descripción del Problema .....	7
2.2. Pregunta Problema .....	7
<b>3. JUSTIFICACIÓN .....</b>	<b>7</b>
<b>4. OBJETIVOS .....</b>	<b>8</b>
4.1. Objetivo General .....	8
4.2. Objetivos Específicos .....	8
<b>5. ALCANCES Y LIMITACIONES.....</b>	<b>9</b>
<b>6. MARCO TEÓRICO.....</b>	<b>9</b>
6.1. Sistema Fotovoltaico .....	9
6.2. Curva I-V en función de la irradiación .....	11
6.3. Curva I-V en función de la temperatura.....	12
6.4. Punto de máxima potencia.....	12
6.5. Máxima potencia de salida.....	13
6.6. Eficiencia de conversión.....	13
6.7. Sistemas de Control .....	14
6.8. Controladores.....	14
6.9. Principios de lógica difusa .....	14
6.10. Control difuso .....	15
6.11. Plataformas Arduino .....	15
<b>7. ESTADO DEL ARTE.....</b>	<b>16</b>
<b>8. DISEÑO METODOLÓGICO .....</b>	<b>17</b>
8.1. Hipótesis .....	17
8.2. Tipo de Investigación .....	17
8.3. Población y Muestra.....	18
8.4. Fases de la Investigación.....	18
<b>9. IMPACTOS ESPERADOS .....</b>	<b>19</b>
<b>10. CRONOGRAMA DE ACTIVIDADES .....</b>	<b>20</b>

<b>11. PRESUPUESTO .....</b>	<b>20</b>
<b>12. DESARROLLO DEL PROYECTO .....</b>	<b>23</b>
<b>12.1. Modulo solar FV .....</b>	<b>23</b>
<b>12.1.1. Modelado del módulo FV .....</b>	<b>23</b>
<b>12.1.1.1. Parámetros eléctricos del Módulo FV.....</b>	<b>25</b>
<b>12.1.1.2. calculo de parámetros de b .....</b>	<b>25</b>
<b>12.1.2. simulación del modelo de Ortiz .....</b>	<b>26</b>
<b>12.2. Convertidor DC-DC.....</b>	<b>31</b>
12.2.1. Diseño del convertidor DC-DC tipo buck.....	32
<b>12.2.1.1. Diseño del inductor .....</b>	<b>36</b>
<b>12.2.1.2. Diseño del capacitor .....</b>	<b>38</b>
<b>12.2.2. Modelado físico .....</b>	<b>39</b>
<b>12.3. Selección de componentes .....</b>	<b>40</b>
<b>12.3.1. Tarjeta de control .....</b>	<b>40</b>
<b>12.3.2. Módulo de Tarjeta SD.....</b>	<b>41</b>
<b>12.3.2.1. Tarjeta SD.....</b>	<b>42</b>
<b>12.3.3. Tarjeta LCD grafica.....</b>	<b>42</b>
<b>12.3.4. Buck Boost .....</b>	<b>43</b>
<b>12.3.5. Convertidor DC-DC.....</b>	<b>43</b>
<b>12.3.5.1. Selección del mosfet.....</b>	<b>44</b>
<b>12.3.5.2. Selección del inductor .....</b>	<b>45</b>
<b>12.3.5.3. Selección del capacitor.....</b>	<b>45</b>
<b>12.3.5.4. Selección del Diodo .....</b>	<b>45</b>
<b>12.3.6. Sensores .....</b>	<b>46</b>
<b>12.3.6.1. Sensor de corriente.....</b>	<b>46</b>
<b>12.3.6.2. Sensor de voltaje.....</b>	<b>47</b>
<b>12.3.6.3. Sensor de temperatura .....</b>	<b>47</b>
<b>12.3.6.4 Manejador de puerta del mosfet.....</b>	<b>48</b>
<b>12.4. Implementación del Buck .....</b>	<b>49</b>
<b>12.4.1. Circuito driver .....</b>	<b>49</b>
<b>12.4.1.1. Calculo del bootstrap del driver.....</b>	<b>51</b>

<b>12.4.2. Acople Señal PWM entre arduino y el IR2117 .....</b>	<b>52</b>
<b>12.4.3. Construcción del buck.....</b>	<b>53</b>
12.4.3.1. Núcleo toroidal .....	53
12.4.3.2. Construcción del Inductor .....	54
12.4.3.3. Calculo del número de vueltas del inductor .....	54
12.4.3.4. Regulador de 5 voltios .....	55
12.4.3.5 Censado de la temperatura del Módulo FV .....	56
12.4.3.6. Plano eléctrico del Convertidor Buck Implementado.....	56
<b>12.5. Controlador P&amp;O .....</b>	<b>57</b>
12.5.1. Diseño controlador P&O.....	57
<b>12.6. Controlador Difuso.....</b>	<b>59</b>
<b>12.6.1 Diseño del controlador Difuso .....</b>	<b>60</b>
12.6.1.1. <i>Funciones de membresía y variables lingüísticas</i> .....	61
12.6.1.2. Reglas de control .....	62
12.6.1.3. Fusificacion y defusificacion .....	63
12.6.1.4. Modelado del controlador difuso con Funzy logicmatlab .....	64
12.6.1.4.1. Definición de funciones de membresía .....	64
12.6.1.4.2. Definición de las reglas Difusas .....	66
<b>13. Resultados .....</b>	<b>67</b>
<b>13.1. Convertidor DC-DC.....</b>	<b>67</b>
13.1.1. Simulación Convertidor DC-DC.....	67
13.1.2. Señal PWM .....	70
<b>13.2. Controlador P&amp;O .....</b>	<b>72</b>
13.2.2. Simulación a Lazo cerrado P&O Variando temperatura.....	74
<b>13.3. Control difuso.....</b>	<b>78</b>
<b>13.4. Interfaz gráfica General del proyecto. ....</b>	<b>80</b>
13.4.1. Interfaz Modelo Panel Solar .....	81
13.4.2. Interfaz Convertidor Buck.....	82
13.4.3. Interfaz Controlador P&O. ....	82
13.4.4. Interfaz Controlador Lógica Difusa.....	83
13.4.4. Interfaz Control Fuzzy Vs P&O. ....	84

13.4.5. Interfaz Resultado e implementación de arduino. ....	85
<b>13. 5. Evaluación del Controlador Difuso .....</b>	<b>86</b>
<b>14. Conclusiones .....</b>	<b>91</b>
<b>15. BIBLIOGRAFÍA.....</b>	<b>94</b>
15. Anexos .....	<b>¡Error! Marcador no definido.</b>
15.1. Anexo 1: Código en Matlab de controlador P&O.....	<b>¡Error! Marcador no definido.</b>
15.2. Anexo 2: Código en Matlab de controlador Fuzzy el error y cambio de error. .....	<b>¡Error! Marcador no definido.</b>
15.3. Anexo 3: Código Arduino de controlador P&O. ....	<b>¡Error! Marcador no definido.</b>
15.4. Anexo 4: Código Arduino de controlador Fuzzy. ....	<b>¡Error! Marcador no definido.</b>

## **1. RESUMEN DEL PROYECTO**

Este proyecto se realizó como opción de grado para el programa de ingeniería electrónica de la Universidad del Magdalena, el cual hace parte de la propuesta de investigación presentada por el grupo de investigación Magma Ingeniería en el marco de la convocatoria para la presentación de proyectos de investigación Fonciencias 2015-2017.

Se realizó la implementación de un controlador difuso con Arduino, con el fin de hacer un seguimiento del punto de máxima potencia de un módulo fotovoltaico y de esta forma maximizar la potencia entregada a una carga para condiciones climáticas cambiantes con el tiempo. Esta propuesta está articulada al anteproyecto de grado presentado por el estudiante Deimer Sevilla quien propuso trabajar la misma situación problemática, pero haciendo uso de redes neuronales.

El controlador difuso se presentó como una alternativa al tradicional método de perturbación y observación, el cual presenta problemas de estabilidad alrededor del punto de operación cuando existen cambios súbitos en las condiciones ambientales a las que esté expuesto el módulo fotovoltaico. El controlador se implementó en las plataformas de hardware libre Arduino y recibe como señales de entrada la corriente y el voltaje del módulo fotovoltaico. La tarjeta Arduino además se encarga de configurar la tarjeta de memoria externa en las que se almacenan los resultados obtenidos con el controlador para diferentes condiciones de operación.

Para cumplir con los objetivos del presente proyecto se plantearon seis fases de trabajo que iniciaron con la etapa de investigación y selección de componentes, y finaliza con la evaluación del desempeño del controlador difuso implementado. De este modo, se planteó que esta investigación es del tipo proyectiva en virtud de que surge como solución a un problema de tipo práctico en un área particular del conocimiento.

En la fase de evaluación se midió la eficiencia del controlador difuso realizando pruebas simultaneas entre dos sistemas FV con las mismas características, con la única diferencia que en un sistema se tuvo el controlador funcionando y en el otro no. Para finalizar, se realizó la divulgación de los resultados ante la comunidad académica del programa.

## **2. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA**

### **2.1. Descripción del Problema**

Debido a la crisis energética y a los problemas ambientales como la contaminación y el calentamiento global, la energía fotovoltaica (FV) se está convirtiendo en una solución muy atractiva para lugares con alta densidad solar. Lamentablemente el costo de los módulos FV aún es elevado y su eficiencia de conversión sigue siendo baja, puesto que es muy poca la energía solar que se aprovecha para convertirla en energía lumínica. Así que para solventar este problema y para obtener el máximo rendimiento posible, el diseño de todos los elementos de una instalación FV tiene que ser optimizado.

Existen diferentes alternativas para optimizar el rendimiento de una instalación FV entre las que se destacan los seguidores solares, sistemas híbridos y los controladores del punto de máxima potencia (MPPT). Estos últimos se encargan de garantizar la mayor potencia disponible a una carga; independientemente de las variaciones en las condiciones climáticas.

Para cumplir con el objetivo se implementó un controlador MPPT, para lo cual tradicionalmente se ha utilizado el método de perturbación y observación. Este método presenta problemas de estabilidad y por lo tanto no ha sido el más adecuado para obtener el mejor rendimiento de un módulo fotovoltaico. Surgió entonces la necesidad de utilizar una técnica de control inteligente basada en lógica difusa que busca mejorar la eficiencia de conversión del módulo FV, evitando los problemas de estabilidad alrededor del punto de operación y que se adapte a los cambios climáticos.

De esta forma, este proyecto se centró en la implementación de un controlador difuso para realizar el seguimiento del punto de máxima potencia de un módulo FV, aprovechando las características de la lógica difusa para poder representar un problema a través de expresiones lingüísticas que pueden ser procesadas rápidamente por plataformas de hardware libre Arduino.

### **2.2. Pregunta Problema**

¿De qué manera se puede diseñar e implementar un controlador difuso, haciendo uso de herramientas de hardware libre Arduino, que permita maximizar la potencia entregada por un módulo FV a una batería que para este caso es la carga?

## **3. JUSTIFICACIÓN**

Cuando se implementa un MPPT para un módulo FV utilizando técnicas de control convencionales, no se logra aprovechar al máximo la eficiencia de un sistema fotovoltaico. Por lo tanto, se justificó desarrollar un diseño que, empleando una técnica de control inteligente basada en lógica difusa, busque mejorar la eficiencia de conversión de la energía de un sistema FV.

La lógica difusa ofrece como ventajas que permite trabajar con sistemas no lineales que manejan información imprecisa, como es el caso de los sistemas FV donde el voltaje y la corriente de salida de un módulo solar dependen de parámetros variables tales como la temperatura de operación y de la irradiación. Adicionalmente, con la lógica difusa se obtiene un control más robusto y simple que no requiere un conocimiento del modelo exacto del sistema FV, en comparación con los métodos tradicionales.

Desde el punto de vista económico, se sabe que una de las principales limitantes de los sistemas FV es el alto costo de los módulos. De esta forma, el incremento en la eficiencia de un sistema FV se traduciría en un mejor aprovechamiento de los recursos, lo cual para diseños con alta demanda de energía conllevaría a una reducción significativa del número de módulos utilizados y así mismo a una disminución sustancial en los costos de implementación.

En el ámbito académico, los aportes se verían reflejados en que las entidades de educación superior podrían empezar a trabajar proyectos en conjunto con las empresas del sector de las energías renovables, con el fin de que se logren realizar sistemas FV cada vez más eficientes y así hacer menos costosos y más viables este tipo de proyectos.

La importancia desde el ámbito social radica en la potencial reducción de costos de implementación, buscando de esta forma aportar para que se haga un uso más extensivo de sistemas FV en públicos o mercados que normalmente no tienen la oportunidad de acceder a tales tecnologías debido los elevados costos. Adicionalmente, la generalización del consumo de una alternativa de energía renovable y eco-eficiente impactaría positivamente el ambiente debido a la disminución en el uso de energías convencionales basadas en la explotación de combustibles fósiles y otros recursos no renovables.

## **4. OBJETIVOS**

### **4.1. Objetivo General**

Diseñar e implementar un controlador difuso, haciendo uso de herramientas de hardware libre Arduino, que permita maximizar la potencia entregada por un módulo FV a una carga.

### **4.2. Objetivos Específicos**

- Implementar un convertidor DC-DC que funcione como interfaz entre la carga y el controlador difuso para el seguimiento del punto máximo de potencia.
- Determinar el sistema de inferencia, funciones de membresía y reglas difusas que se utilizarán en el diseño e implementación del controlador difuso.
- Implementar un circuito que permita almacenar en memoria los valores de corriente, voltaje y potencia que el módulo FV entrega a la carga con y sin el controlador difuso.



- Evaluar el desempeño del controlador difuso para diferentes condiciones de operación del módulo FV y comparar los resultados con el controlador P&O estándar.

## **5. ALCANCES Y LIMITACIONES**

El proyecto se centró en el diseño, programación e implementación de un controlador difuso haciendo uso de las plataformas Arduino. Para la medición del voltaje, temperatura y de la corriente se hizo uso de componentes electrónicos y de alguna de las tarjetas de desarrollo existentes para tal fin.

El controlador se encargará exclusivamente de hacer un seguimiento del punto de máxima potencia de un módulo FV. Las funciones adicionales del sistema de desarrollo serán las de digitalizar, procesar y almacenar en memoria las señales de voltaje, corriente y potencia del módulo FV para su posterior análisis. El dispositivo no contará con un medio de comunicación inalámbrica de los datos.

Los principales inconvenientes a los que se enfrentó el proyecto están relacionados con la disponibilidad de un piranómetro para tener certeza del nivel de irradiación solar bajo el cual se hicieron las pruebas de campo.

## **6. MARCO TEÓRICO**

### **6.1. Sistema Fotovoltaico**

Un sistema FV está compuesto por un conjunto de bloques o subsistemas, donde el principal componente lo constituye un conjunto de módulos FV cuyo objetivo es generar energía eléctrica a partir de la energía solar. Se dividen en dos grandes grupos: sistemas aislados sin conexión a la red eléctrica y sistemas conectados a la red. A continuación, se detallan los bloques que componen un sistema FV. (Gasquet, 2004)

#### **6.1.1. Generación de energía**

Este módulo está compuesto por un conjunto de módulos FV con sus respectivos soportes mecánicos y en algunos casos por un sistema de seguimiento de los rayos del sol. El número de módulos que se utilizan en este bloque depende, entre otros factores, de la carga y de la potencia de salida del módulo. Los módulos FV se encargan de captar la energía solar incidente y convertirla en una corriente eléctrica y la forma de conectarlos varía dependiendo de la aplicación, de tal forma que se pueden realizar conexiones en serie, en paralelo o serie-paralelo.

#### **6.1.2. El regulador de carga**

Se encarga de regular la carga de DC proveniente del módulo solar, con el fin de que no se sobrepase la capacidad de las baterías utilizadas en el sistema. Los reguladores que se utilizan en la práctica son los reguladores paralelos, reguladores serie, reguladores de modulación de ancho de pulso (PWM) y reguladores DC-DC. Las prestaciones más habituales de los reguladores de carga que se utilizan en las instalaciones solares autónomas con banco de baterías son la protección contra

sobrecarga del acumulador, alarma y desconexión por batería baja. Además de las funciones anteriores, los reguladores actuales introducen microcontroladores que analizan el estado de carga de las baterías, la temperatura o la potencia, y utilizan esa información para que la unidad de control se encargue de modificar las condiciones de la carga.

### **6.1.3. Almacenamiento de la energía**

El bloque de almacenamiento está compuesto por un banco de baterías solares que pueden ser de plomo-acido o níquel-cadmio. La función de las baterías es acumular la energía que los módulos FV generan diariamente, y así poderla utilizar en horas donde la energía consumida es superior a la generada, como sucede en las noches. Este bloque proporciona un voltaje estable y constante independiente de las condiciones de incidencia luminosa lo cual puede ser lo más adecuado para el funcionamiento de los aparatos eléctricos.

### **6.1.4. El inversor**

El inversor se encarga de convertir la corriente directa de 12V, 24V o 48V que producen los módulos y almacena la batería, en corriente alterna de 125V o 220V, como lo que normalmente se utiliza en los lugares donde llega la red eléctrica tradicional. Los tipos de inversores utilizados son los de conmutación natural y forzada de salida escalonada y PWM. Es bueno anotar que todos los sistemas FV reales no incluyen todos los componentes aquí citados, pueden existir variaciones dependiendo de la aplicación que se esté desarrollando.

### **6.1.5. Celda Solar**

Una celda solar es un dispositivo que se encarga de convertir la energía solar en energía eléctrica y es el principal componente de un módulo solar. Los materiales más utilizados para la fabricación de estas celdas solares son el silicio cristalino y el silicio amorfo, con lo cual se obtienen voltajes de salida cercanos a los 0,5V. Conectando varias de estas celdas solares en serie se obtienen los voltajes de 12V y 24V utilizados en los sistemas fotovoltaicos. (Gasquet, 2004)

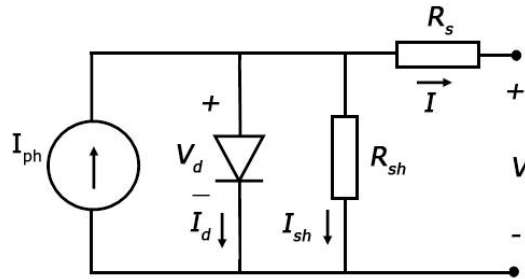
El circuito que modela una celda solar consiste en una fuente de corriente conectada en paralelo con un diodo ideal y a su vez conectada con una resistencia serie  $R_s$  y una resistencia paralela  $R_{sh}$ . (Ver Figura 1). La resistencia  $R_s$  es una resistencia interna de la célula y la resistencia  $R_{sh}$  tiene su origen en las imperfecciones en la unión PN de la celda.

Para una celda solar ideal, compuesta únicamente por la fuente de corriente y el diodo en paralelo, se tiene que la resistencia  $R_{sh}$  es infinita y la resistencia  $R_s$  es cero. Sin embargo los valores prácticos para estas resistencias varían en el rango de  $R_s=0.05-0.1\Omega$  y  $R_p=200-300\Omega$ . (Jimenez, 2009)

La corriente de salida de la celda está dada por la ecuación 1:

$$I = I_L - I_D \left[ e^{\frac{q(V+IR_s)}{mkT}} - 1 \right] - \frac{V+IR_s}{R_p} \quad \text{Ec. 1}$$

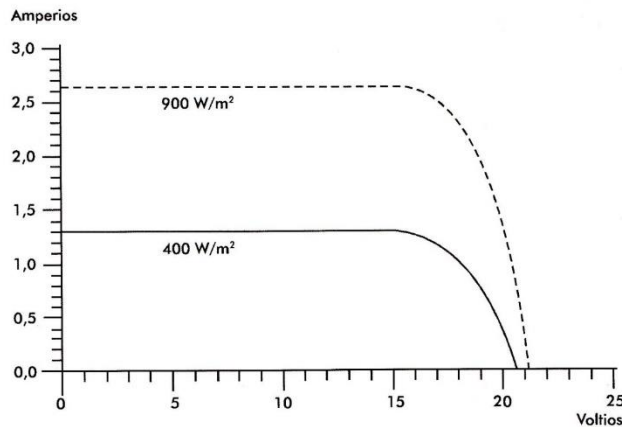
Donde las constantes  $q$  y  $k$  representan la carga del electrón y la constante de Boltzman respectivamente. El valor de  $T$  representa la temperatura absoluta de operación de la celda,  $m$  es un factor de ajuste de curva o idealización y  $V$  e  $I$  son el voltaje y la corriente de la carga. Los modelos como este tienen la desventaja que requieren métodos iterativos y valores de idealización para hacer coincidir las curvas I-V con la de una celda o módulo específico. (Gil, 2008)



**Figura 1. Modelo de una celda solar con resistencia serie y paralelo**  
Fuente: (Gil, 2008)

## 6.2. Curva I-V en función de la irradiación

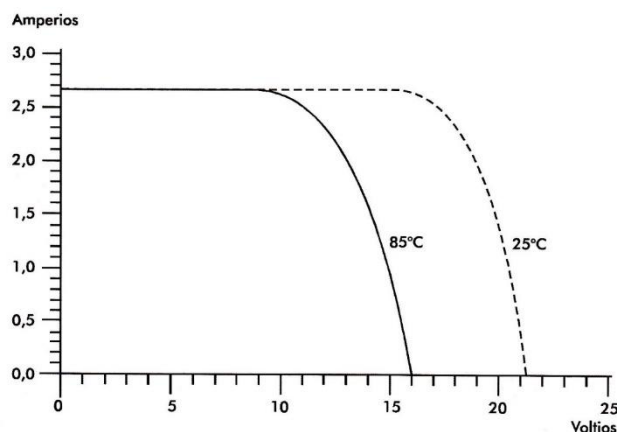
La curva Corriente-Voltaje I-V describe el comportamiento de un módulo FV puesto que asocia los valores de  $I$  y  $V$  para diferentes tipos de cargas. En la Figura 2 se presenta una curva típica I-V de un módulo FV para valores de irradiación de  $400\text{W/m}^2$  y  $900\text{W/m}^2$ , donde se evidencia el aumento de la corriente a medida que se aumenta el valor de la irradiación. También con la curva I-V se puede observar que en los módulos FV existe una región inicial donde la corriente es constante para un amplio rango de voltajes, y que además posteriormente sigue una segunda región donde para pequeños incrementos de voltajes la corriente disminuye de forma acelerada.



**Figura 2. Curva I-V en función de la irradiación**  
Fuente: (Sánchez, 2008)

### 6.3. Curva I-V en función de la temperatura

La temperatura de operación de un módulo FV afecta tanto a su corriente de cortocircuito como a su voltaje de circuito abierto, degradando en mayor porcentaje a éste último. (Ver Figura 3). Para una temperatura de referencia de 25°C, la corriente de cortocircuito del módulo FV aumenta en un +3.3% a 75°C, mientras que el voltaje de circuito abierto disminuye de forma considerable -16.7% a 75°C. Esta situación se traduce en que para la mayoría de los módulos FV un aumento de la temperatura de trabajo se ve reflejado en una disminución de la potencia. (Gasquet, 2004)



**Figura 3. Curva I-V en función de la temperatura**  
Fuente: (Sánchez, 2008)

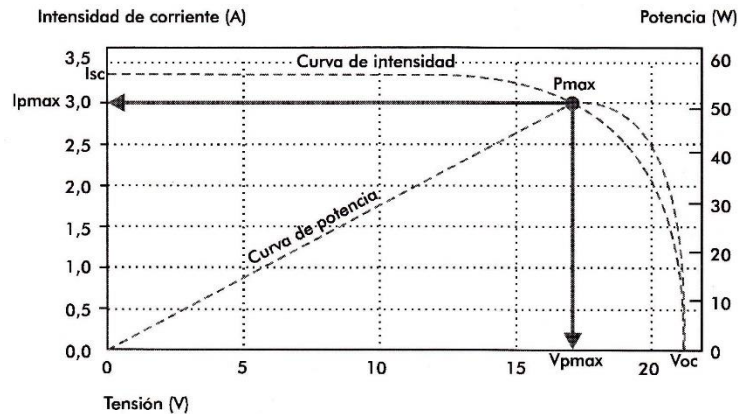
### 6.4. Punto de máxima potencia

La potencia máxima de salida de un módulo FV se puede lograr modificando la recta de carga. Cuando la irradiación solar cambia, el punto de máxima potencia (MPP) también cambia y es necesario modificar la recta de carga para seguir operando al módulo en este punto. La carga conectada al módulo debe ser capaz de modificar su impedancia para lograr lo anterior. (Ver Figura 4).

Los valores más importantes que se identifican en la Figura 4 son la corriente de corto circuito  $I_{sc}$ , el voltaje de circuito abierto  $V_{oc}$ , el voltaje óptimo  $V_{pmax}$ , la corriente óptima  $I_{pmax}$  y el MPP con potencia  $P_{max}$ . La corriente de cortocircuito es la máxima corriente que produce el módulo para cierto valor de irradiación y de temperatura, y se obtiene cuando los terminales de salida del módulo se cortocircuitan haciendo el voltaje cero. El voltaje de circuito abierto es el voltaje entre los terminales del módulo en circuito abierto, es decir cuando la corriente de salida es cero y el MPP es la mayor potencia que puede ser extraída de un módulo a cierta irradiación y temperatura y está definido por los valores de  $V_{pmax}$  e  $I_{pmax}$ .

En la curva P-V de la Figura 4, se puede identificar una región de pendiente positiva, una región con pendiente negativa y una pequeña región con pendiente cero. Este hecho será aprovechado para definir el conjunto de reglas difusas necesarias para realizar el control propuesto en este trabajo de grado. Específicamente el

controlador se enfocará en encontrar el punto de pendiente cero en la curva P-V, que es precisamente donde se encuentra el MPP.



**Figura 4. Punto de máxima potencia de un módulo FV**  
Fuente: (Sánchez, 2008)

### 6.5. Máxima potencia de salida

La potencia de salida de un módulo FV se puede calcular multiplicando los valores correspondientes al voltaje y a la corriente. La potencia de salida es cero cuando se trabaja en las condiciones de circuito abierto y cortocircuito; por lo tanto, si la salida de un módulo es cortocircuitada, éste no sufre ningún daño. Para determinar el MPP se utilizan algunos valores estándares, los cuales son de 1000 W/m<sup>2</sup> para la radiación solar, y de 25°C para la temperatura. La descripción del MPP se facilita utilizando la definición del factor de forma (FF). (Sánchez, 2008)

$$FF = \frac{P_{\max}}{I_{sc}V_{oc}} \quad \text{Ec. 2}$$

El máximo valor que puede tomar el FF es 1, por lo tanto, entre más cerca se encuentre este valor a la unidad, el módulo FV tendrá mejor desempeño.

### 6.6. Eficiencia de conversión

La eficiencia de conversión es la relación entre la energía generada y la energía luminosa utilizada para obtenerla. Esta relación se expresa de la siguiente forma:

$$\eta = \frac{\text{Energía Generada}}{\text{Energía Incidente}} \times 100\% \quad \text{Ec. 3}$$

La eficiencia aumenta de forma lineal con el tamaño de la celda solar y con el nivel de irradiación solar, y decrece linealmente con la temperatura de operación de la celda. En la actualidad, las células solares con mayor eficiencia son las producidas a nivel industrial, las cuales tienen una eficiencia de conversión en el rango de 11 a 16%. El valor teórico máximo para la eficiencia de una célula solar que responde a un rango reducido del espectro luminoso, es de alrededor del 25 al 28%, dependiendo del material semiconductor. (Fernández, 2008)

Las células solares que utilizan semiconductores mono-cristalinos tienen una eficiencia superior a las que utilizan semiconductores poli-cristalinos y amorfos, debido a que las imperfecciones de estos últimos disminuyen el número de pares de carga libres para conducir la corriente.

## **6.7. Sistemas de Control**

En ingeniería resulta común la representación de sistemas y eventos utilizando un modelado matemático. La solución a estos modelos permite entender el comportamiento del sistema ante ciertos estímulos de entrada. Dependiendo de la aplicación que se esté estudiando, estos modelos matemáticos pueden llegar a ser muy complejos y por lo tanto siempre es deseable encontrar un modelo más sencillo para lo cual se pueden hacer ciertas consideraciones que permitan analizar los sistemas en regiones donde la representación de datos se puede hacer de forma lineal.

Los sistemas de control actuales son en general no lineales, lo cual ha llevado a que las teorías de control avancen de tal forma que existen diferentes técnicas que permiten linealizar sistemas y hacer el control de éstos.

## **6.8. Controladores**

Un controlador es un dispositivo que se encarga de mantener la salida de un sistema de control bajo los parámetros de precisión y rapidez de respuesta para los cuales es diseñado. Los controladores tradicionalmente utilizados en los sistemas de control son el proporcional P, proporcional integral P-I y la proporcional integral derivativo PID. El controlador PID integra las bondades presentes en las acciones proporcional, integral y derivativa.

Actualmente además de los controladores antes mencionados, existen técnicas de control inteligentes basadas en lógica difusa, redes neuronales, control adaptativo, algoritmos genéticos, entre otros, los cuales son ampliamente utilizados en sistemas donde el modelado es un proceso complejo y no es preciso. A continuación, se presentarán las generalidades de la técnica de control inteligente basada en lógica difusa, puesto que esta será la herramienta de control utilizada para la consecución de los objetivos del presente proyecto.

## **6.9. Principios de lógica difusa**

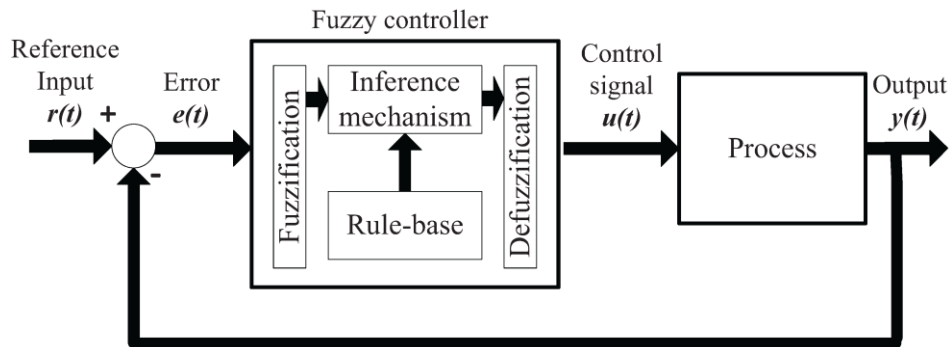
La lógica difusa es una técnica que puede ser aplicada a los sistemas de control brindando como gran ventaja la ausencia de un modelo matemático. Su funcionamiento se basa en el conocimiento previo y en la descripción lingüística del sistema que se quiere controlar, mediante un conjunto de reglas que permitan una interpretación adecuada de los datos de salida con respecto a los de entrada.

Las principales razones de la propagación de los sistemas basados en lógica difusa son la sencillez y la facilidad en la que se pueden hacer adaptaciones a casos particulares con pocas variaciones de parámetros, además de permitir unificar

expresiones lingüísticas con expresiones numéricas sin necesidad de algoritmos excesivamente sofisticados para su implementación. (Passino & Yurkovich, 1998)

### 6.10. Control difuso

El control difuso se caracteriza por establecer un conjunto de reglas que permiten tomar una decisión en un sistema, prescindiendo de los tediosos cálculos matemáticos y haciendo uso del raciocinio humano como principal herramienta para diseñar un controlador. Los bloques que componen un sistema de control difuso se pueden ver en la Figura 5. (Passino, K, 1998, p10).



**Figura 5. Controlador difuso**

Fuente: (Passino & Yurkovich, 1998)

En la Figura 5, el bloque de fuzificación se encarga de procesar las señales de entrada y asignarles un valor difuso. El conjunto de reglas Si-Entonces permiten realizar una descripción lingüística de las variables a controlar y están basadas en el conocimiento del proceso. El mecanismo de inferencia se encarga de hacer una interpretación de los datos teniendo en cuenta las reglas y sus funciones de membresía y el proceso de defuzificación que consiste en convertir la información difusa proveniente del mecanismo de inferencia, en información no difusa que es útil para el proceso que se desee controlar.

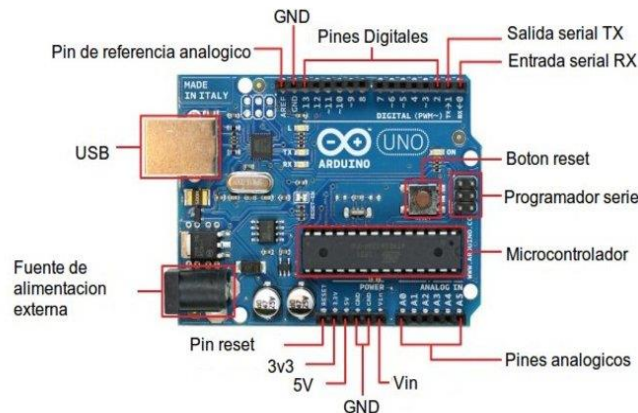
### 6.11. Plataformas Arduino

Arduino es una plataforma de código abierto soportada en hardware y software flexible que fue creada con el fin de ofrecer un entorno amigable para desarrollar proyectos multidisciplinarios de una forma sencilla. Los microcontroladores de Atmel son el cerebro de este tipo de plataformas, las cuales son programadas utilizando un lenguaje basado en wiring. (Arduino, 2015)

Estas tarjetas de desarrollo tienen incorporado un gestor de arranque que permite actualizar el código del microcontrolador sin necesidad de un programador adicional. Las tarjetas más conocidas son las Arduino Uno, Diecimila, Mega, Due, Leonardo y Nano. (Margolis, 2011)

En la Figura 6 se muestra una de las tarjetas de desarrollo más básicas como lo es la Arduino Uno; la cual usa un microcontrolador ATmega320 de 8 bits, memoria flash de 32KB, memoria RAM estática de 2KB, 6 salidas tipo PWM, 6 entradas análogas con resolución de 10 bits, cristal de 16MHz, conexión USB; entre otras

características que debido a su simplicidad y bajo precio la hacen una de las plataformas más utilizadas para realizar aplicaciones sencillas en tiempos reducidos.



**Figura 6. Plataforma de código abierto Arduino Uno**  
Fuente: (Arduino, 2015)

## 7. ESTADO DEL ARTE

En este apartado se presentan en orden cronológico un conjunto de antecedentes relacionados con las variables de investigación. Para cada antecedente se muestran los autores, objetivo de la investigación, metodología, resultados principales y los aportes que se tomarán de cada uno de ellos para el presente proyecto.

(Kini, Narayanan, & Dalvi, 2014) En su investigación *“Comparative study and implementation of incremental conductance method and perturb and observe method with buck converter by using Arduino”* implementaron los métodos de P&O y conductancia incremental en la plataforma Arduino Duemilanove con un convertidor DC-DC para el control del MPP de un módulo FV. Con los resultados de esta investigación se demostró que el algoritmo de conductancia incremental presenta mejor eficiencia y menos problemas de oscilación en comparación con el método P&O. Este antecedente se utilizará como referente para estructurar la fase de pruebas del controlador difuso contrastadas con el método P&O y la lógica de programación del microcontrolador.

(Bawa & Patil, 2013) En su trabajo de investigación titulado *“Fuzzy control based solar tracker using Arduino Uno”* realizaron un seguidor solar con lógica difusa, una tarjeta Arduino Uno y un convertidor DC-DC para el control del punto de máxima potencia. El controlador fue implementado en Matlab y los resultados obtenidos demostraron mejoras en la eficiencia de las celdas solares hasta en un 36%. Este antecedente servirá como referente para definir la metodología de trabajo y las fases a ejecutar en la presente investigación, debido a la semejanza que existe en las variables de estudio.

(Lohmeier, 2011) En su tesis de maestría *“Highly Efficient Maximum Power Point Tracking Using a Quasi-Double-Boost DC/DC Converter for Photovoltaic Systems”* realizó el diseño e implementación de un convertidor DC-DC doble Boost, el cual



fue gobernado por un controlador de perturbación y observación programado en una tarjeta Arduino Uno. Se utilizó Labview para la adquisición y procesamiento de las señales de corriente y voltaje. Los resultados obtenidos demostraron una mejora en la potencia de salida entregada a una carga fija. La programación realizada en Arduino será la base para estructurar el código del microcontrolador programado en el presente proyecto.

(Bouchafaa, Hamzaoui, & Hadjammar, 2011) En su trabajo *“Fuzzy Logic Control for the tracking of maximum power point of a PV system”* realizaron un estudio comparativo, a nivel de modelado y simulación, de las técnicas P&O y conductancia incremental versus un control digital difuso. Los resultados obtenidos en las simulaciones con el controlador difuso demostraron un mejor desempeño para variaciones en las condiciones ambientales. Las reglas difusas y funciones de membresía servirán de soporte teórico para los diseños que se realizarán en la presente investigación.

Finalmente, (Chang & Hsu, 2010) en su proyecto de investigación titulado *“A maximum power point tracking of PV system by adaptative fuzzy logic control”* realizaron el diseño de un controlador difuso adaptativo para el control del punto de máxima potencia de un módulo FV. Para tal efecto, modelaron una celda solar, un convertidor DC-DC en la topología boost y un diseñaron un controlador difuso; los cuales fueron simulados haciendo uso de la herramienta Pspice. Los resultados obtenidos en la simulación demostraron la efectividad del controlador para obtener la máxima potencia del módulo FV ante diferentes condiciones climáticas y variaciones en la carga. Este antecedente servirá de base para definir las reglas difusas del controlador difuso que se diseñará e implementará en el presente proyecto.

## **8. DISEÑO METODOLÓGICO**

### **8.1. Hipótesis**

Al realizar un seguimiento del punto de máxima potencia de un módulo FV haciendo uso de un controlador difuso implementado en una plataforma de desarrollo Arduino, se logra mejorar la eficiencia del sistema FV y por ende la cantidad de potencia que se entrega a una carga la cual será una batería para condiciones de irradiación solar y temperatura cambiantes con el tiempo.

### **8.2. Tipo de Investigación**

Según (Hurtado, 2000) desde el punto de vista holístico los tipos de investigación se clasifican en exploratoria, descriptiva, comparativa, analítica, explicativa, predictiva, proyectiva, interactiva, confirmatoria y evaluativa. La investigación proyectiva consiste en la elaboración de una propuesta que surge como solución a un problema de tipo práctico en un área particular del conocimiento. Partiendo de esta definición, la presente investigación es del tipo proyectiva en virtud de que propone una solución tecnológica a una problemática determinada relacionada con las instalaciones FV. Esta investigación proyectiva se apoyará en un diseño de

campo teniendo en cuenta que los datos necesarios para la puesta a punto del controlador difuso serán tomados de un sistema FV en funcionamiento.

### **8.3. Población y Muestra**

Según (Chavez, 2007) la población se define como el universo de la investigación sobre la cual se busca extender los resultados, la cual está compuesta por características que le permiten distinguir los sujetos, unos de otros. De acuerdo con lo anterior, y tomando como base que en la presente investigación se propone la implementación de un controlador difuso para un módulo FV, la población la conforman los diferentes tipos de módulos FV existentes en el mercado con una potencia nominal de salida que no supere los 55W.

En ese sentido, y teniendo en cuenta que la muestra de una investigación debe estar sujeta a la exactitud con la cual el investigador estima plantear el parámetro de la población, la muestra del presente proyecto será no probabilística por conveniencia puesto que el módulo FV que se utilizará para las pruebas será elegido a criterio de los investigadores y según la disponibilidad del mismo para las pruebas de campo.

### **8.4. Fases de la Investigación**

Para cumplir con los objetivos específicos se plantearon un conjunto de fases basando la constitución y el desarrollo de las actividades en la gestión de proyectos, que es la disciplina que permite organizar y administrar recursos de manera tal que se pueda culminar el proyecto dentro del alcance, el tiempo y los costos definidos. Por lo tanto, se han definido las siguientes fases ajustadas a los objetivos específicos:

#### **Fase 1. Definición de componentes**

Durante esta fase preliminar se realizó una minuciosa revisión bibliográfica relacionada con las variables de investigación del presente proyecto y además se definieron los sensores, componentes electrónicos y tarjetas de desarrollo basadas en Arduino que se utilizaron para la implementación del controlador difuso. Se tuvieron en cuenta criterios como la confiabilidad, facilidad de programación, capacidad de procesamiento y relación costo-beneficio.

#### **Fase 2. Adquisición de señales**

En esta fase se realizó la programación de la tarjeta Arduino para la correcta digitalización de las señales de voltaje y corriente del módulo FV con el fin de utilizarlas para la programación del controlador difuso. Para tal efecto, se trabajó con la resolución de los sensores y componentes definidos en la fase 1 para medir las señales del módulo FV.

#### **Fase 3. Diseño del controlador difuso**

Durante esta fase se diseñó el controlador difuso, para lo cual se definieron las entradas y salida del controlador, universo de discurso, funciones de membresía,

proceso de fuzificación, variables lingüísticas, reglas difusas y finalmente se diseñó el proceso de defuzificación. Para tal efecto se hizo uso de herramientas de software especializado como soporte.

#### **Fase 4. Programación del controlador difuso**

En esta fase se realizó la programación del controlador difuso en la tarjeta Arduino seleccionada en la Fase 1 y partiendo de los diseños establecidos en la Fase 3. Lógicamente en esta fase se realizó los ajustes que se consideraron necesarios en los diseños iniciales.

#### **Fase 5. Implementación del circuito de almacenamiento**

En el transcurso de esta fase se realizó la programación necesaria de las Tarjetas Arduino y de memoria externa seleccionada con el fin de almacenar los valores de corriente, voltaje y potencia que el módulo FV entrega a la carga cuando está activo el controlador difuso y cuando se desactiva.

#### **Fase 6. Evaluación del sistema**

Finalmente, en esta fase se evaluó el desempeño del sistema. Para ello, se realizaron pruebas con el controlador difuso y el P&O para diferentes condiciones de operación del módulo FV. Los resultados fueron tabulados, procesados y se emitieron las conclusiones del proyecto.

### **9. IMPACTOS ESPERADOS**

A continuación, se presentan los factores de impacto académico, social e institucional que se esperan conseguir con la realización del presente proyecto.

- Mejoramiento en el aprovechamiento de los recursos de un sistema FV.
- Reducción potencial de costos, en especial para sistemas con alta demanda de energía.
- Fomentar el uso de sistemas FV en mercados que normalmente no tienen la oportunidad de acceder a estas tecnologías debido los costos elevados.
- Impacto positivo en el medio ambiente debido a la disminución en el uso de energías convencionales basadas en la explotación de combustibles fósiles y otros recursos no renovables.
- Aprovechamiento de las herramientas tecnológicas con las que cuenta la Universidad del Magdalena.
- Fortalecimiento de las líneas de investigación del programa de ingeniería electrónica.
- Fomentar el estudio de las técnicas de control inteligente y su implementación en microcontroladores.

## 10. CRONOGRAMA DE ACTIVIDADES

**Tabla 1. Cronograma de actividades en meses**

N°	Actividad	Meses					
		1	2	3	4	5	6
1	Definición de componentes						
2	Adquisición de las señales del módulo FV						
3	Diseño del controlador difuso						
4	Programación del controlador difuso						
5	Implementación del circuito de almacenamiento y comunicación inalámbrica.						
6	Evaluación del sistema						
7	Publicación de resultados						

## 11. PRESUPUESTO

**Tabla 2. Recursos Humanos**

Personal	Formación académica	Función dentro del proyecto	Costo
Roberto Liñán Fuentes	Estudiante	Proponente	\$ 0
Adolfo Gámez castro	Estudiante	Proponente	\$ 0
Carlos Robles Algarín	Docente	Director	\$ 2.000.000
John Taborda Giraldo	Docente	Co-Director	\$500.000
<b>Costo total del presupuesto humano</b>			<b>\$ 2.500.000</b>

**Tabla 3. Recursos Institucionales**

<b>Recurso</b>	<b>Cantidad</b>	<b>Valor del recurso</b>	<b>Valor total</b>
Computadores	2	\$0	\$0
Osciloscopio digital	1	\$0	\$0
Generador de funciones	1	\$0	\$0
Fuente DC	1	\$0	\$0
Software Arduino IDE	2	\$0	\$0
Software Matlab	2	\$0	\$0
<b>Costo total de presupuesto Institucional</b>			<b>\$0</b>

**Tabla 4. Presupuesto en hardware**

<b>Materiales</b>	<b>Cantidad</b>	<b>Valor por unidad</b>	<b>Total</b>
Tarjeta de desarrollo Arduino	2	\$50.000	\$100.000
Semiconductores varios	1	\$50.000	\$50.000
Sensores, memorias, LCD	5	\$20.000	\$100.000
Celdas solares	2	\$300.000	\$600.000
<b>Costo total de presupuesto en Hardware</b>			<b>\$850.000</b>

**Tabla 5. Presupuestos varios**

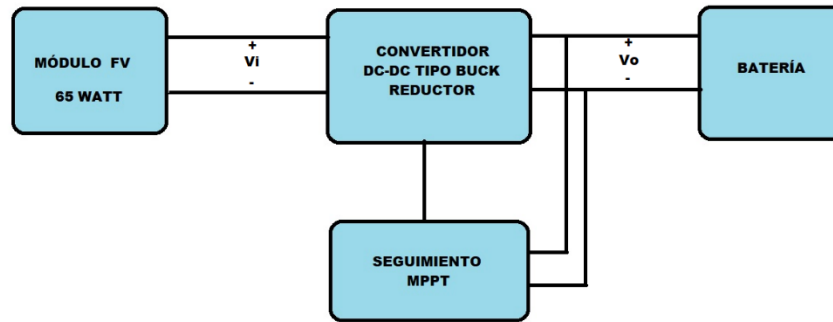
<b>Materiales</b>	<b>Total</b>
Papelería	\$ 20.000
Internet	\$ 100.000
Transporte	\$ 100.000
Imprevistos	\$ 50.000
<b>Costo Total</b>	<b>\$ 270.000</b>

**Tabla 6. Presupuesto Total**

<b>Costos Totales</b>	<b>Total</b>
Costo de presupuesto humano	\$ 2.500.000
Costo de presupuesto institucional	\$0
Costo de hardware	\$850.000
Costo de presupuestos varios	\$270.000
<b>Costo total del proyecto</b>	<b>\$ 3.620.000</b>

## 12. DESARROLLO DEL PROYECTO

En la Figura 7 se observa el diagrama general del proyecto, el cual está compuesto por un módulo FV de 65watt un bloque del convertidor DC-DC tipo Buck, un bloque de Batería y por último un bloque de control de punto de máxima potencia.



**Figura 7. Diagrama Básico del Sistema a Desarrollar.**

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017).

### 12.1. Modulo solar FV

#### 12.1.1. Modelado del módulo FV

Después de haber realizado un análisis de diferentes modelos propuestos en muchos escritos sobre cómo se realizó el modelo matemático de dichos dispositivos, se observó que los modelos utilizados en general se basan en una celda solar, con un diodo ideal PN, un factor de ajuste de curva  $m$ , una fuente ideal de corriente  $I$  y resistencias en serie  $R_s$  y paralelo  $R_{sh}$ . La desventaja que tiene es que requieren de datos experimentales que no se encuentran en las tablas características del panel solar.

Se llegó a la conclusión de usar el modelo propuesto por Ortiz en su trabajo de investigación propuesto para obtener su título de doctorado en la Universidad de Michigan "Modeling and Analysis of Solar Distributed Generation" debido a que es necesario calcular el parámetro de ajuste de la curva el cual puede ser obtenido directamente de la ecuación de la curva característica I-V. La ventaja de este modelo es que se puede ajustar para modelar cualquier panel FV, para valores cambiantes de irradiación y temperatura sin necesidad de hacer un modelo con células foto voltaicas conectadas en serie-paralelo.

La ecuación propuesta por Ortiz para modelar la curva I-V del panel es la siguiente:

$$i. \quad I(V) = \frac{I_x}{1 - e^{\left(\frac{-1}{b}\right)}} \left[ 1 - e^{\left(\frac{V}{bV_x} - \frac{1}{b}\right)} \right]$$

Donde  $V_x$  es el voltaje de circuito abierto y  $I_x$  la corriente de corto circuito para distintos valores de irradiación y temperatura, dichos valores están definidos por las siguientes ecuaciones.

$$\text{ii. } V_x = s \frac{E_i}{E_{iN}} T C_v (T - T_N) + s V_{max} - s (V_{max} - V_{min}) e^{\left( \frac{E_i}{E_{iN}} \ln \left( \frac{V_{max} - V_{min}}{V_{max} - V_{oc}} \right) \right)}$$

$$\text{iii. } I_x = p \frac{E_i}{E_{iN}} [I_{sc} + T C_i (T - T_N)]$$

De acuerdo con las ecuaciones anteriores se tiene que:

b: es la constante característica del panel, no tiene unidades y es el único parámetro que debe ser calculado en el modelo de Ortiz.

$E_i$ : es la irradiación efectiva a la que opera el panel.

$E_{iN}$ : es una constante de irradiación de 1000W/m<sup>2</sup>.

$TC_v$ : es el coeficiente de voltaje del panel.

$T$ : es la temperatura de operación a la que opera el panel.

$T_N$ : es una constante de temperatura de 25°C.

$s$ : representa el número de paneles en serie.

$V_{min}$ : Es el valor de voltaje en circuito abierto para niveles de irradiación menores a 200W/m<sup>2</sup> y con una temperatura de operación de 25°C, este valor ronda en el 85% de  $V_{oc}$ .

$V_{max}$ : Es el valor de voltaje en circuito abierto para niveles de irradiación mayores a 1200W/m<sup>2</sup> y con una temperatura de operación de 25°C, este valor ronda en el 103% de  $V_{oc}$ .

$V_{oc}$ : es el voltaje de circuito abierto.

$p$ : representa el número de paneles en paralelo.

$I_{sc}$ : es la corriente de cortocircuito del panel.

$TC_i$ : es el coeficiente de corriente del panel.

Tomando las condiciones estándar de prueba  $E_i=1000\text{W/m}^2$  y  $T=25^\circ\text{C}$  en la ecuación ii) se tiene que:

$$\text{iv. } V_x = s V_{max} - s (V_{max} - V_{min}) \left( \frac{V_{max} - V_{min}}{V_{max} - V_{oc}} \right)$$

Debido a que  $V_x$  debe ser igual al  $V_{oc}$  en condiciones estándar se debe realizar un ajuste a la ecuación  $V_x$ , teniendo en cuenta lo anterior la expresión queda de la siguiente manera:



$$V. \quad V_x = s \frac{E_i}{E_{iN}} TC_v (T - T_N) + sV_{max} - s(V_{max} - V_{min}) e^{\left( \frac{E_i}{E_{iN}} \ln \left( \frac{V_{max} - V_{oc}}{V_{max} - V_{min}} \right) \right)}$$

Volvemos a evaluar la ecuación V. para condiciones de  $E_i=1000$  y  $T=25^\circ\text{C}$  se tiene que:

$$V_x = sV_{oc}$$

#### 12.1.1.1. Parámetros eléctricos del Módulo FV

Algunos datos son tomados directamente de la ficha técnica del panel escogido para la investigación como se puede observar en la Tabla 7 no todos los datos necesarios para el modelo de Ortiz se encuentran allí por tal motivo es necesario calcular algunos datos tomando como base los encontrados en la ficha técnica, los cuales se relacionan en el Tabla 8.

**Tabla 7. Parámetros eléctricos del panel**

Parámetro	Variable	Dimensión	Valor
<b>Voltaje de Circuito Abierto</b>	Voc	V	21.70
<b>Corriente de Cortocircuito</b>	Isc	A	4
<b>voltaje en el punto máximo de potencia</b>	Vpmax	V	17.50
<b>corriente en el punto Max de potencia</b>	Ipmax	A	3.71

Fuente: (Ficha técnica del panel, 2017)

**Tabla 8. Parámetros eléctricos calculados del panel**

Parámetro	Variable	Dimensión	Valor
<b>Voltaje Máximo</b>	Vmax	V	22.351
<b>Voltaje Mínimo</b>	Vmin	V	18.445
<b>Coeficiente de Temperatura para Voltaje</b>	TCv	V/°C	- 0.08029
<b>Coeficiente de Temperatura para Corriente</b>	TCi	I/°C	0.0024

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017)

#### 12.1.1.2. calculo de parámetros de b

Para la realización del cálculo del parámetro de ajuste b es necesario utilizar la ecuación i. y los parámetros eléctricos del panel mencionados en el cuadro xx, se

sabe según (Gil, O, P33) que el parámetro se encuentra en el rango de 0,01 y 0,18 por consiguiente se puede hacer la aproximación.

$$I = \frac{I_x}{1 - e^{\left(\frac{-1}{b}\right)}} \left[ 1 - e^{\left(\frac{V}{bV_x} - \frac{1}{b}\right)} \right]$$

$$I = I_x \left[ 1 - e^{\left(\frac{-1}{b}\right)\left(\frac{V}{bV_x} - 1\right)} \right]$$

$$1 - \frac{I(V)}{I_x} = e^{\left(\frac{-1}{b}\right)\left(\frac{V}{bV_x} - 1\right)}$$

$$\ln \left[ 1 - \frac{I}{I_x} \right] = \left( \frac{-1}{b} \right) \left( \frac{V}{bV_x} - 1 \right)$$

$$b = \frac{\frac{V}{V_x} - 1}{\ln \left[ 1 - \frac{I}{I_x} \right]}$$

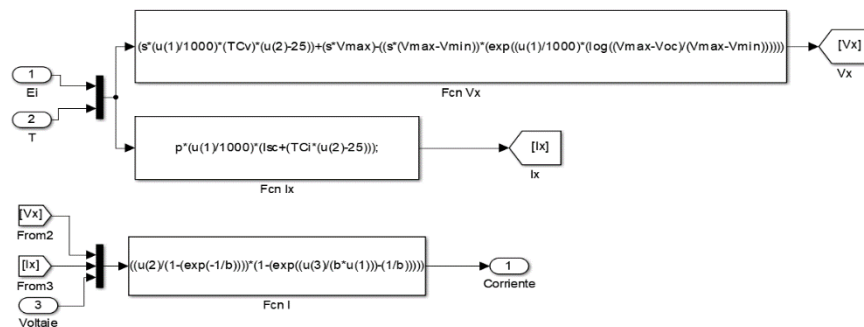
De acuerdo al cuadro XX tenemos que  $V_x=21.50$ ,  $V=17.50$ ,  $I=3.71$  y  $I_x=4$  por lo tanto:

$$b = \frac{\frac{17.50}{21.70} - 1}{\ln \left[ 1 - \frac{3.71}{4} \right]} = 0.07375607591$$

$$b = 0.07375607591$$

### 12.1.2. simulación del modelo de Ortiz

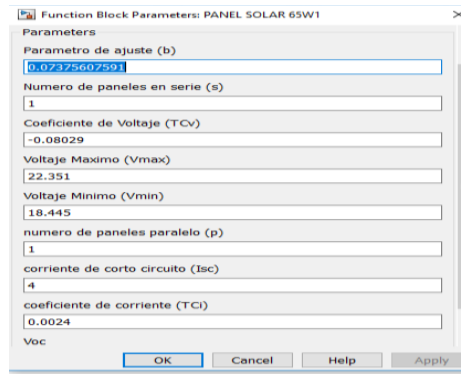
Para la realización del modelado se representaron las ecuaciones (i.), (iii.) y (v.) propuestas por Ortiz utilizando los bloques de función de Simulink como se muestra en la siguiente figura 8.



**Figura 8. Representación de Ecuaciones en Matlab-Simulink**

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017)

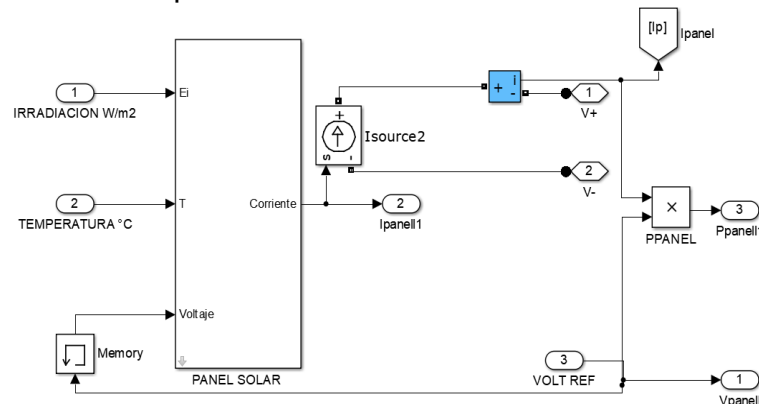
Se realizó una interfaz para facilitar el ingreso de los parámetros eléctricos conocidos para modelar el panel foto voltaico la cual se ve en la figura 9.



**Figura 9. interfaz del subsistema para el ingreso de los parámetros a las funciones.**

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017)

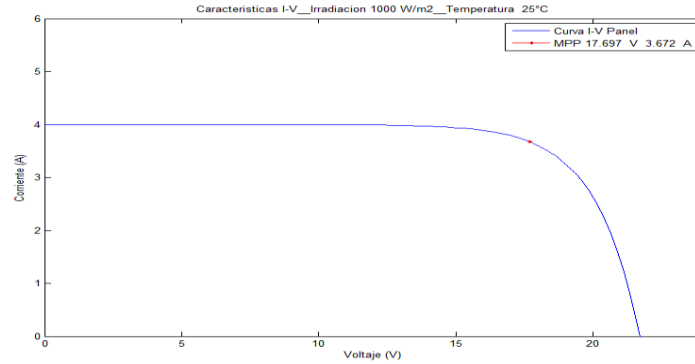
En la Figura 10 podemos observar el subsistema correspondiente al ingreso de los parámetros eléctricos del panel.



**Figura 10. interfaz del subsistema para el ingreso de los parámetros a las funciones.**

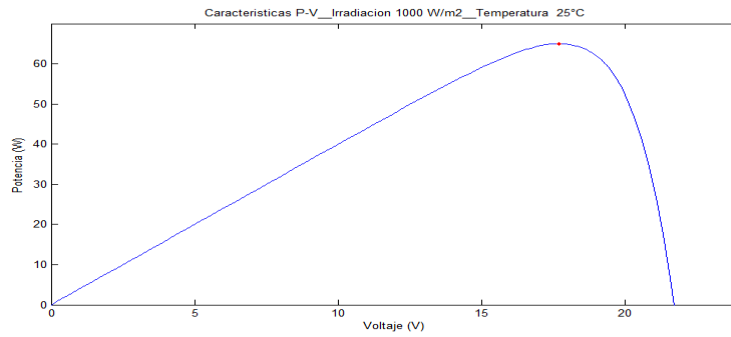
Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017)

Después de haber obtenido el parámetro de b se procedió a simular el Módulo FV, en el cual para condiciones estándar de 1000W/m2 a 25°C, la cual arrojó el siguiente resultado que puede apreciar en la Figura 11 se observa la curva de corriente voltaje y en Figura 12 vemos la curva potencia voltaje. En la tabla 9 se presenta la comparación de los datos que proporciona el fabricante del módulo FV con los obtenidos con el modelo de Ortiz.



**Figura 11. Curva característica V-I para  $E_i=1000\text{w/m}^2$  y  $T=25^\circ\text{c}$ .**

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017)



**Figura 12. Curva característica V-P para  $E_i=1000\text{w/m}^2$  y  $T=25^\circ\text{c}$ .**

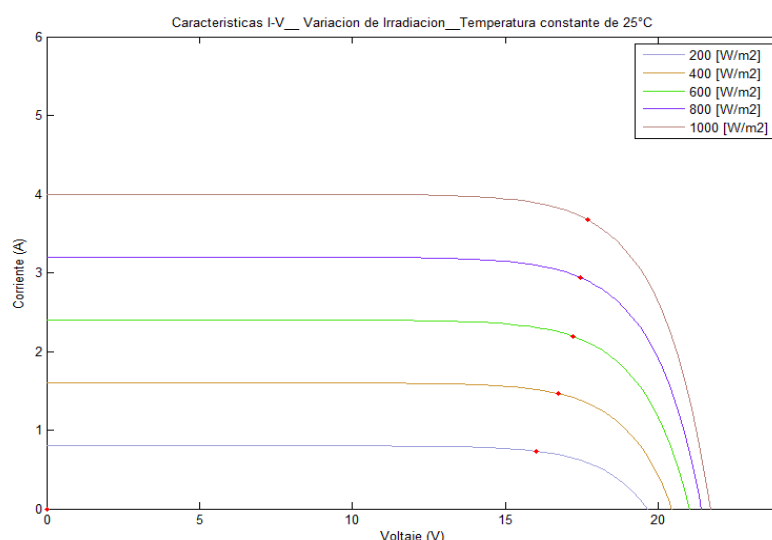
Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017)

**Tabla 9. Resultados del modelado matemático del panel fotovoltaico.**

Parámetro	Variab le	Dimensi ón	Valor Teóric o	Valor Simulad o	% Error Relativ o
Corriente de Cortocircuito	Isc	A	4,00	4,00	0,00%
Voltaje de Circuito Abierto	Voc	V	21,70	21,70	0,00%
Voltaje de Máxima Potencia	Vpmax	V	17,50	17,697	-1,08%
Corriente de Máxima Potencia	Ipmax	A	3,71	3,672	1,07%
Punto de Máxima Potencia	MPP	W	64,93	64,983	-0,08%

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017).

En esta parte se procedió a la realización de las simulaciones en las cuales se modificó la irradiación la cual se hizo con un intervalo que va desde 200 a 1000 w/m<sup>2</sup> con temperatura constante de 25°C, de los cambios de irradiación se obtuvieron los siguientes resultados los cuales se pueden observar en la Figura 13 y en la Tabla 10.



**Figura 13. Curva característica V-I para Ei Variable y T=25°C.**

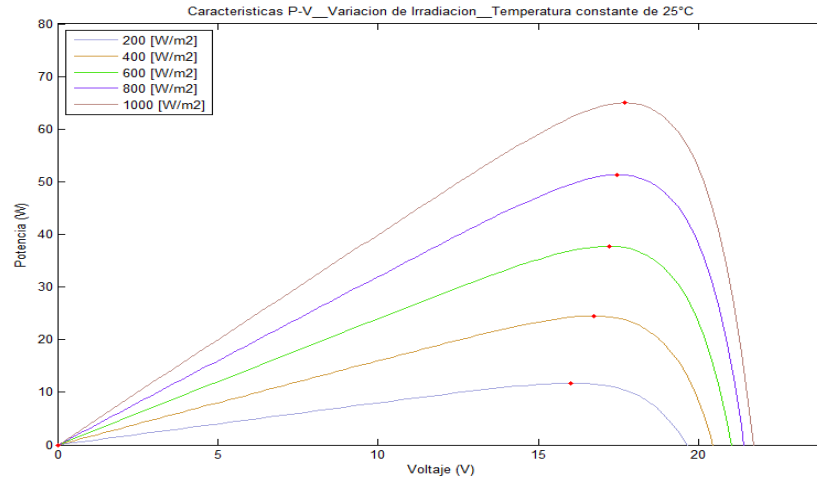
Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017).

**Tabla 10. Resultados del modelado matemático con irradiación variable.**

Parámetro	Variab le	Dimens ión	1000 W/m 2	800 W/m 2	600 W/m 2	400 W/m 2	200 W/m 2
<b>Corriente de Cortocircuito</b>	Isc	A	4	3.2A	2,4A	1.6A	0.8A
<b>Voltaje de Circuito Abierto</b>	Voc	V	21,7	21.4 2V	21.0 2	20.4 4V	19.6 2V
<b>Voltaje de Máxima Potencia</b>	Vpmax	V	17.6 6V	17.5 5V	17.3 7V	16.7 8V	16.0 8V
<b>Corriente de Máxima Potencia</b>	Ipmax	A	3.67 9A	2,92 4A	2,17 1A	1.45 9A	0.73 08 <sup>a</sup>
<b>Punto de Máxima Potencia</b>	MPP	W	64.9 8W	51.3 1W	37.7 2W	24.4 8W	11.7 5W

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017).

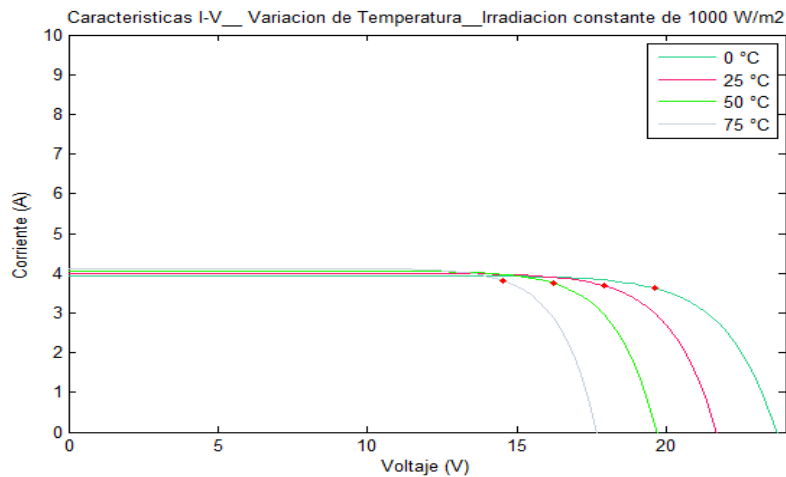
En la Figura 14 se observa la curva característica de potencia para variable que va desde 200 a 1000 W/m<sup>2</sup> con respecto a el voltaje.



**Figura 14. Curva característica V-P para  $E_i$  Variable y  $T=25^\circ\text{C}$ .**

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017).

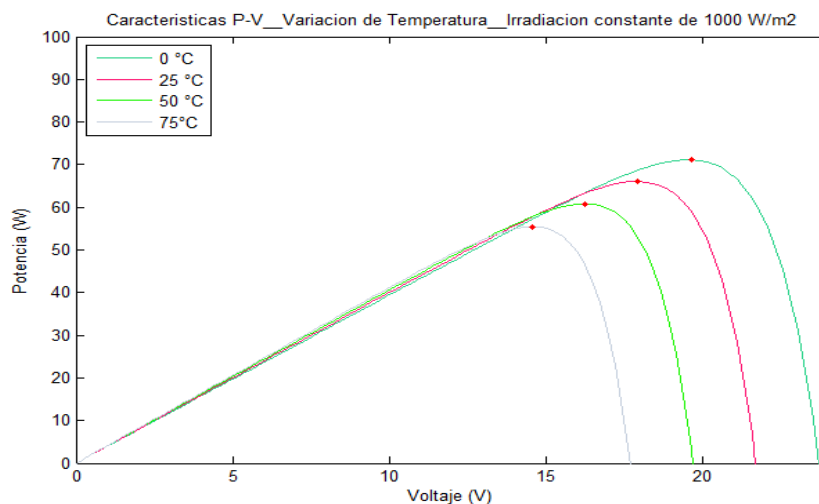
Se realizó la simulación para la variable de voltaje corriente, para esta ocasión variando la temperatura que va desde  $0^\circ\text{C}$  a  $75^\circ\text{C}$  lo cual se observa en la Figura 15.



**Figura 15. Curva característica V-I para  $E_i=1000$  y  $T$  Variable.**

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017).

Se realizó la simulación, para las variables de potencia y voltaje, para esta ocasión variando la temperatura que va desde  $0^\circ\text{C}$  a  $75^\circ\text{C}$  lo cual se observa en la Figura 16, en la Tabla 11 se puede ver los valores obtenidos.



**Figura 16. Curva característica V-P para  $E_i=1000$  y T Variable.**

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017).

**Tabla 11. Resultados del modelado matemático con temperatura variable.**

Parámetro	Variable	Dimensión	0° C	25° C	50° C	75° C
Corriente de Cortocircuito	Isc	A	3.94A	4A	4.06	4.12A
Voltaje de Circuito Abierto	Voc	V	23.71V	21.7V	19.69V	17.69V
Voltaje de Máxima Potencia	Vpmax	V	19.39V	17.66V	16.47V	14.47V
Corriente de Máxima Potencia	Ipmax	A	3.606A	3.679A	3.617A	3.771A
Punto de Máxima Potencia	MPP	W	69.92W	64.98W	59.59W	54.55W

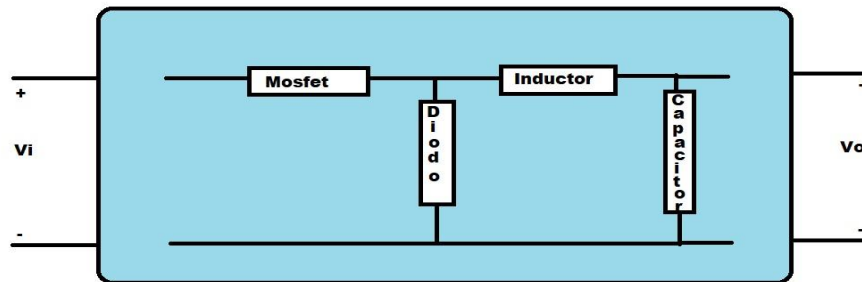
Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017).

Los resultados anteriores ponen de manifiesto que el punto de máxima potencia no es fijado en un solo punto y que los factores que obligan a que este punto se mueva son la irradiación incidente y la temperatura a la que esté operando el módulo FV.

## 12.2. Convertidor DC-DC

Para el diseño del convertidor dc-dc se escogió la topología tipo buck, ya que, de acuerdo a las características del sistema, el cual tiene un panel de 65w a 17.5 voltios y una corriente de 3.71 amperios de salida a máxima potencia, los cuales se van a ser reducidos a 12 voltios para cargar una batería. Para lo cual este tipo de topología se caracteriza por que el voltaje de salida es menor que el voltaje de

entrada. El convertidor se diseñó para que opere en el modo de conducción continua (MOC). En la Figura 17 se observa el esquema básico del convertidor Buck.

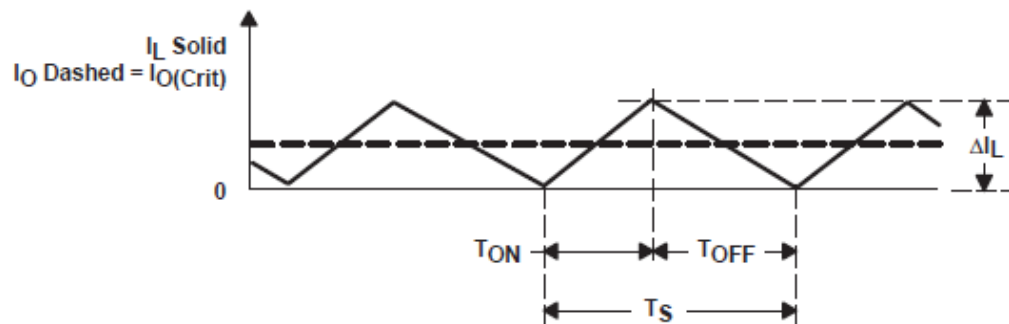


**Figura 17. Esquema Básico Convertidor Buck**

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017).

### 12.2.1. Diseño del convertidor DC-DC tipo buck

Para lograr que el convertidor trabaje en el modo de conducción continuo lo que debemos garantizar es que la corriente en el inductor no baje a cero durante el ciclo de conmutación del convertidor buck.



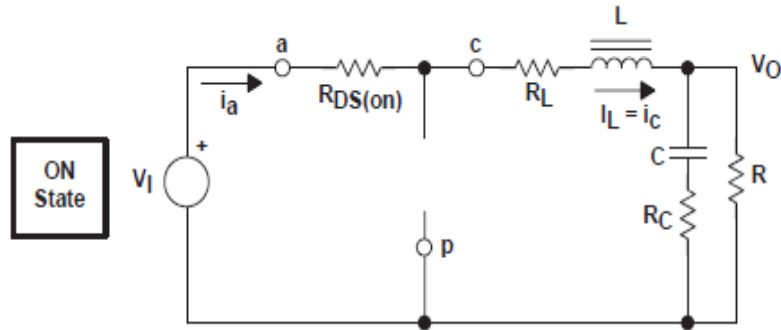
**Figura 18. Modo de conducción continuo**

Fuente: (Rogers, 1999)

Para el diseño del convertidor lo que se busca es demostrar que los modos de conducción continuo dependen del ciclo de trabajo (D) del mosfet en este caso el IRFP540N, partimos de que el buck tiene dos estados. El estado (ON) encendido y el (OFF) apagado como se puede ver en la Figuras 18,19.

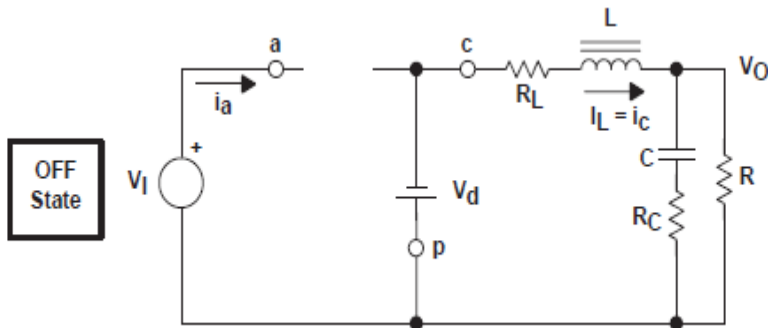
En el estado ON el interruptor se encuentra cerrado y está determinado por  $D \times T_s = T_{on}$  donde D es el ciclo útil y  $T_s$  el tiempo de cierre del interruptor es igual al tiempo que dura encendido el buck.





**Figura 19. Estado ON del buck.**

Fuente: (Rogers, 1999)



**Figura 20. Estado OFF del buck.**

Fuente: (Rogers, 1999)

En la Figura 20 se observa el estado OFF del convertidor, en este estado el cual el interruptor se abre y está dado por  $(1-D) \times T_s = T_{off}$  para el modo de conducción continuo solo hay dos estados el ON y OFF los cuales conforman el ciclo de conmutación del convertidor

En el Figura 19 se observa una baja resistencia la cual se llama  $R_{DS(on)}$  en la cual se presenta una caída de tensión la cual está dada por:

$$V_{DS} = I_L * R_{DS(on)}$$

También se observa una caída de tensión a través de la resistencia del inductor  $R_L$  que está dada por:

$$V_{RL} = I_L * R_L$$

Entonces  $V_I - (V_{DS} + I_L * R_L)$  da el voltaje del lado izquierdo del inductor.

El diodo está apagado y el voltaje aplicado al lado derecho del inductor es el voltaje de salida  $V_O$ . La corriente en el inductor  $I_L$  fluye desde  $V_I$  hasta el Q1 mosfet. La tensión aplicada al inductor es constante y es

$$V_L = (V_I - V_{DS} - I_L * R_L - V_O)$$

La forma como aumenta la corriente se puede calcular así:

$$VL = L * \frac{dIL}{dt} \rightarrow \Delta IL = \frac{VL}{L} * \Delta T$$

El aumento de la corriente está dado por:

$$\Delta IL(+) = \frac{(VI - VDS - IL * RL) - V0}{L} * TON$$

Donde  $\Delta IL(+)$  es la corriente de ondulación del inductor.

En la Figura 18 en el estado OFF el interruptor en este caso Q1 está abierto por lo tanto la corriente que fluye por el inductor no puede cambiar. Entonces entra en conducción el diodo ya que el inductor invierte su polaridad y el diodo se polariza y comienza a conducir de izquierda del inductor quedando así:

$$VLizq = -(Vd + IL * RL)$$

Donde  $Vd$  es la caída de tensión del diodo. La tensión del lado derecho del inductor es el voltaje de salida es  $V0$ , la corriente ahora fluye desde tierra hacia pasando por el diodo hacia afuera. El voltaje aplicado al inductor es:

$$VL = V0 + Vd + IL * RL$$

Manteniendo la polaridad, este voltaje aplicado es negativo. Aquí es donde comienza a disminuir la corriente que fluye a través del inductor, la cual está dada por:

$$\Delta IL(-) = \frac{V0 + (Vd + IL * RL)}{L} * TOFF$$

Este  $\Delta IL(-)$  se conoce también como la corriente de ondulación del inductor. Tanto el incremento del  $\Delta IL(+)$  y el decremento de  $\Delta IL(-)$  deben ser iguales porque si no tendría un incremento neto de la corriente ciclo a ciclo.

Por tanto, estas dos ecuaciones pueden ser igualadas y obtener el  $V0$  de salida y a su vez el modo de conducción continua (MOC) del convertidor buck.

$$\frac{(VI - VDS - IL * RL) - V0}{L} * TON = \frac{V0 + (Vd + IL * RL)}{L} * TOFF$$

Multiplicamos de ambos lados por L

$$(L) * \frac{(VI - VDS - IL * RL) - V0}{L} * TON = (L) * \frac{V0 + (Vd + IL * RL)}{L} * TOFF$$

Eliminamos las L y nos queda:

$$(VI - VDS - IL * RL) * TON - V0 * TON = V0 * TOFF + (Vd + IL * RL) * TOFF$$

Agrupamos términos:

- $(VI - VDS - IL * RL) * TON = V0 * TON + V0 * TOFF + (Vd + IL * RL) * TOFF$
- $(VI - VDS - IL * RL) * TON = V0(TON + TOFF) + (Vd + IL * RL) * TOFF$
- $(VI - VDS - IL * RL) * TON - (Vd + IL * RL) * TOFF = V0(TON + TOFF)$
- $(VI - VDS) * TON - IL * RL * TON - Vd * TOFF - IL * RL * TOFF = V0(TON + TOFF)$
- $(VI - VDS) * TON - IL * RL(TON + TOFF) - Vd * TOFF = V0(TON + TOFF)$
- $(VI - VDS) * \frac{TON}{TON+TOFF} - IL * RL * \frac{TON+TOFF}{TON+TOFF} - Vd * \frac{TOFF}{TON+TOFF} = V0$

Y obtenemos nuestro V0 que queda de la siguiente manera

$$(VI - VDS) * \frac{TON}{TON + TOFF} - IL * RL - Vd * \frac{TOFF}{TON + TOFF} = V0$$

Sabemos que el  $Ts = TON + TOFF$  y lo sustituimos en la ecuación anterior y nos queda de la siguiente manera

$$(VI - VDS) * \frac{TON}{TS} - IL * RL - Vd * \frac{TOFF}{TS} = V0$$

Luego también tenemos que  $TON = D * Ts$  y  $TOFF = (1 - D) * Ts$  y lo reemplazamos:

$$(VI - VDS) * \frac{D * Ts}{Ts} - IL * RL - Vd * \frac{(1 - D) * Ts}{Ts} = V0$$

Y nos queda:

$$(VI - VDS) * D - IL * RL - Vd * (1 - D) = V0$$

En las ecuaciones anteriores para  $\Delta IL(+)$  y  $\Delta IL(-)$ , la tensión de salida de cc estaba implícitamente. Se supone que es constante sin voltaje de ondulación de CA durante los tiempos de encendido y apagado. Esta es una simplificación común e implica dos efectos separados. Primero Se supone que el condensador de salida es suficientemente grande para que su cambio de tensión sea despreciable. En segundo lugar, también se supone que la tensión a través del condensador ESR es despreciable. Estas suposiciones son válidas porque el voltaje de ondulación de corriente alterna se diseñó para ser mucho menor que la parte de CC del voltaje de salida. La relación de conversión de tensión anterior para V0 se ilustra el hecho que V0 puede ser ajustado con el ciclo de trabajo. Una simplificación común es asumir VDS, Vd. y RL son lo suficientemente pequeños como para ignorarlos. Ajustando VDS, Vd. y RL a cero, de la ecuación anterior se simplifica y queda de la siguiente manera:

$$VI * D = V0$$

### 12.2.1.1. Diseño del inductor

Para este proyecto se estableció que el buck debe operar en el modo de conducción continua (MOC), el diseño del inductor juega un papel importante en el convertidor, y este no se pase del MOC a modo de conducción discontinua (MOD), y evitar los rizados de AC en la salida.

Teniendo en cuenta lo anterior. para mantener el MOC la corriente mínima de salida del convertidor debe ser: (Rogers, E, 1999, p11)

$$I_0(crit) \geq \frac{\Delta IL}{2}$$

Con el fin de conservar el tamaño del inductor y del capacitor, se considera un buen criterio de diseño trabajar con un rizado del 10-30% de la corriente de salida  $i_o$ , por lo tanto.

$$0,3i_o(crit) \geq \frac{\Delta i_L}{2}$$

Para el cálculo del inductor se ha seleccionado la ecuación:

$$\Delta IL(-) = \frac{V_0 + (V_d + IL * RL)}{L} * TOFF$$

A partir de ella obtendremos nuestra  $L_{min}$  al igual que  $\Delta IL(-)$  nos daría el mismo resultado. Reemplazamos la corriente crítica con su criterio de diseño en la ecuación de  $\Delta IL(-)$ :

$$2I_{0(crit)} * (0.3) = \frac{(V_0 + V_d + IL * RL)}{L_{min}} * TOFF$$

Resolviendo:

$$L_{min} = \frac{(V_0 + V_d + IL * RL)}{2 * I_{0(crit)} * (0.3)} * TOFF$$

Sabemos que  $TOFF = (1 - D) * TS$  lo reemplazamos y simplificamos  $V_d=0$ ,  $IL*RL=0$  queda de la siguiente manera:

$$L_{min} = \frac{V_0 * (1 - D) * TS}{2 * I_{0(crit)} * (0.3)}$$

Y decimos que  $D = \frac{V_0}{V_{in}}$ , reemplazamos:

$$L_{min} = \frac{V_0 * (1 - \frac{V_0}{V_{in}})}{2 * I_{0(crit)} * (0.3) * F}$$

Para el cálculo del inductor se tuvieron en cuenta las tablas de irradiación obtenidas para diferentes irradiaciones teniendo como peor caso una irradiación de 200W/m<sup>2</sup> y con una frecuencia de muestreo de  $f_s=20\text{KHz}$  se tiene  $V_{in}=16.08\text{ volt}$  y una  $I_0=0.7308\text{ Amp}$  en el Tabla 10 reemplazando obtenemos el siguiente resultado.

$$L_{min} = \frac{12 * (1 - \frac{12}{16.08})}{2 * (0.7308) * (0.3) * 20\text{khz}} = 347.19\mu H$$

Entonces

$$L_{min} = 347.19\mu H$$

Ahora para las condiciones de máxima irradiación de 1000w/m<sup>2</sup> a 25grados tenemos un  $V_{in} = 17.5\text{volt}$  y una  $I_0 = 3.71\text{ Amp}$  se obtiene una

$$L_{min} = 84.7\mu H$$

Con los valores obtenidos del inductor escogemos la  $L_{min} = 347.19\mu H$  ya que con esta se garantiza las diferentes condiciones de irradiación y para darle una tolerancia la cual va hacer del 20% lo cual nos da como resultado un inductor de

$$L = L_{min} * 1.20 = 416.6\mu H$$

$$L = 416.6\mu H$$

Con el valor obtenido del inductor procedemos a calcular el nuevo  $\Delta IL$  para lo cual reemplazamos en la ecuación del  $L_{min}$  para condición de irradiación de 200w/m<sup>2</sup> lo cual entrega el nuevo  $I_0$ :

$$I_0 = \frac{12 * (1 - \frac{12}{16.08})}{2 * (416 \times 10^{-6}) * (0.3) * 20\text{khz}} = 0.6099\text{Amp}$$

$$I_0 = 609.9\text{mA}$$

Ahora despejamos  $\Delta IL$  y reemplazamos  $I_0$  en la ecuación de  $\Delta IL$  con el criterio de diseño:

$$0,3i_o(\text{crit}) \geq \frac{\Delta i_L}{2}$$

Despejando:

$$2 * 0,3i_o(\text{crit}) \geq \Delta IL$$

$$\Delta IL = 2 * 0.3 * (609.9\text{mA})$$

$$\Delta IL = 0.36594\text{ Amp}$$

$$\Delta IL = 365.94\text{ mA}$$

### 12.2.1.2. Diseño del capacitor

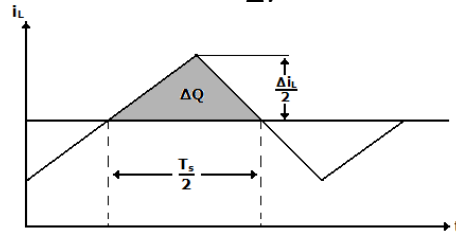
Para el diseño del capacitor se busca que se genere el menor rizado posible. Si se asume que el rizado de la corriente que fluye por el inductor a través del capacitor y que la componente de DC a través de resistencia carga, el área que se muestra sombreada en la Figura 21 representa la variación de la carga  $\Delta Q$ .

Sabiendo que la corriente se define como la variación de la carga con respecto al tiempo, se tiene:

$$i = \frac{\Delta Q}{\Delta t} = C \frac{\Delta V}{\Delta t}$$

Por ende, el valor del capacitor es C:

$$C = \frac{\Delta Q}{\Delta V}$$



**Figura 21. Carga del inductor.**

Fuente: C Robles 2011.

Del Figura 19 se observa que el valor de  $\Delta Q$  es:

$$\Delta Q = \frac{\Delta i_L T_s}{8}$$

Luego el valor del capacitor de salida es:

$$C \geq \frac{\Delta i_L T_s}{8 \Delta V}$$

Conociendo que en un convertidor es deseable tener un rizado que no supere el 1% del voltaje de salida, se diseña para un rizado de 0,1%:

$$C \geq \frac{\Delta i_L T_s}{8(0,001) \Delta V}$$

Según se obtuvo, anteriormente el rizado en la corriente del inductor es:

$$\Delta I_L = 365.94 \text{ mA}$$

Por lo tanto, para  $V_i=17,5V$  y  $V_o=12V$  utilizados en el diseño del inductor, la variación de voltaje es:

$$\begin{aligned}\Delta V &= V_i - V_o \\ \Delta V &= 17.5V - 12V \\ \Delta V &= 5,5V\end{aligned}$$

Habiendo calculado  $\Delta V$  calculamos el valor del capacitor:

$$C = \frac{365.94mA}{8 * 20kHz * 5.5V * (0.001)} = 415.8\mu F$$

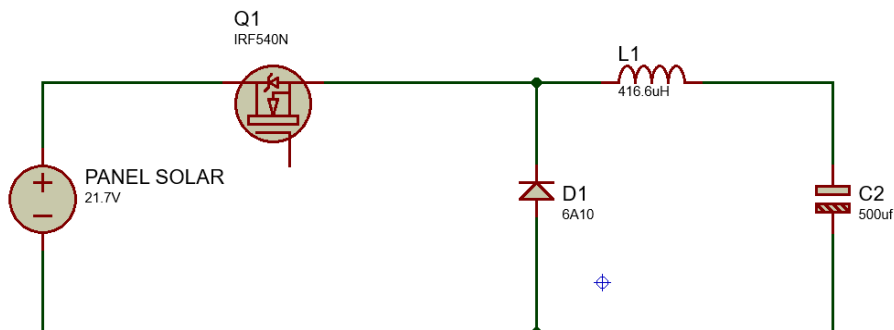
$$C \geq 415.8\mu F$$

Se elige un capacitor de  $C = 500\mu F$  teniendo en cuenta una tolerancia de  $\pm 20\%$ .

Ahora procedemos a calcular el ESR:

$$ESR = \frac{\Delta V}{\Delta IL} = \frac{5.5V}{365,94mA}$$

Después de realizado los respectivos cálculos de convertidor tipo buck en la Figura 22 podemos observar el plano del circuito con el valor calculado de cada uno de los componentes que lo conforman.

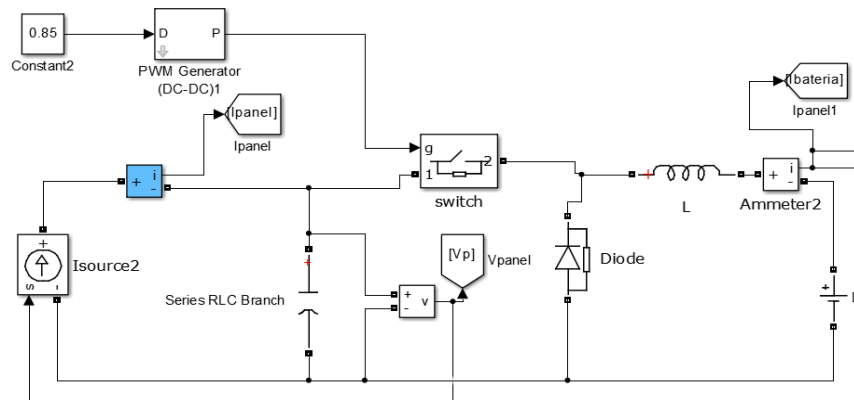


**Figura 22. Circuito del Conversor Buck**

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017).

### 12.2.2. Modelado físico

En la Figura 23 se puede observar el modelo físico que se implementó del convertidor Buck en Matlab-Simulink.



**Figura 23 Modelo físico del convertidor DC-DC**

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017).

## 12.3. Selección de componentes

### 12.3.1. Tarjeta de control

En la actualidad contamos con distintas plataformas como los microprocesadores PIC y las tarjetas de desarrollo Arduino, con las cuales podemos realizar el control de las variables a manipular para lograr el control sobre el punto de máxima potencia del panel fotovoltaico.

Los microcontroladores PIC son fabricados por la empresa Microchip, los cuales son utilizados ampliamente para realizar el control de distintas aplicaciones de robótica, domótica y diferentes campos de automatización, para realizar la programación es necesario adquirir un programador y su respectiva licencia además de un diseño electrónico para su funcionamiento aumentando el costo del proyecto.

Arduino nos brinda la ventaja de que es una plataforma abierta y está basada en software y hardware flexible lo cual facilita su implementación, dicha plataforma se creó para diseñadores, aficionados y para cualquiera interesado en implementar proyectos interactivos. Gracias a los distintos puertos de entradas y salidas analógicas y digitales se puede tener el control de distintas variables del entorno. Los proyectos realizados bajo esta plataforma tienen la ventaja de que la tarjeta incluye su propio programador facilitando el cambio de programación y no requiere componentes adicionales para su programación. Al ser Open Hardware tanto su diseño como su distribución son libres, por lo tanto, se puede hacer uso de ellos para el desarrollo de cualquier tipo de proyecto.

El Arduino mega de la Figura 24, cuenta con 54 puertos de entradas y salidas, procesador Atmega 2560, se selecciona esta tarjeta por su capacidad de almacenamiento en la memoria flash y la cantidad de puertos para la adquisición de las señales y el control de los periféricos como pantallas gráficas y comunicación serial. Los proyectos basados en Arduino pueden ejecutarse de forma autónoma,



sin estar conectado a un ordenador. Cada día se desarrollan librerías para esta plataforma facilitando la creación de nuevas aplicaciones.



**Figura 24. Tarjeta de desarrollo Arduino mega,**

Fuente: (arduino, 2017)

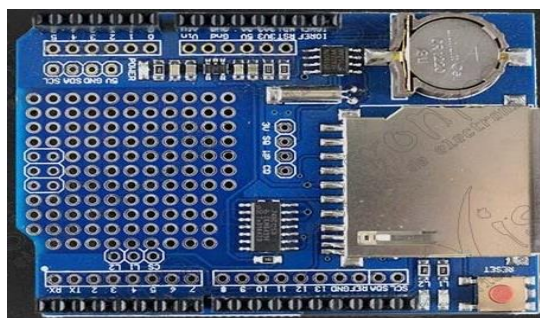
Microcontroller	ATmega2560 Arduino Mega	ATmega328P Arduino Uno	ATmega32U4 Arduino Micro
Voltaje de operación	5V	5V	5V
Voltaje de entrada (recomendado)	7-12V	7-12V	7-12V
Voltaje de entrada (límite)	6-20V	6-20V	6-20V
Pines Digitales I/O	54 (15 salidas PWM)	14 (6 salidas PWM)	20 (7 salidas PWM)
Pines Analógicos de entrada	16	6	12
Corriente DC por puerto I/O	20 mA	20 mA	20 mA
Corriente DC para el pin de 3.3V	50 mA	50 mA	50 mA
Memoria Flash	256 KB, 8 KB reservado para el bootloader.	32 KB 32 KB (ATmega328P), 0.5 KB reservado para el bootloader.	32 KB, 4 KB reservado para el bootloader.
SRAM	8 KB	2 KB (ATmega328P)	2.5 KB (ATmega32U4)
EEPROM	4 KB	1 KB (ATmega328P)	1 KB (ATmega32U4)
Velocidad de Reloj	16 MHz	16 MHz	16 MHz
Largo	101.52 mm	68.6 mm	48 mm
Ancho	53.3 mm	53.4 mm	18 mm
peso	37 g	25 g	13 g

**Tabla 12. Comparación entre 3 tipos de Arduino,**

Fuente: (arduino, 2017)

### 12.3.2. Módulo de Tarjeta SD

Para almacenar los datos del sistema se requiere de un módulo que realice la comunicación entre Arduino y la tarjeta SD, la tarjeta en la figura 25 brinda la capacidad almacenar datos en una tarjeta SD con una mínima configuración, el modulo incorpora un reloj en tiempo real (RTC) que permite el registro de la fecha y hora cada vez que almacenamos los datos de nuestro sistema para su posterior análisis. El lector SD permite la lectura en formato FAT16 o FAT32 de memorias hasta de 32GB. Tiene la ventaja que nos permite conectar directamente a nuestra tarjeta Arduino y usar los pines que no están conectados a la tarjeta SD y el reloj de tiempo real.



**Figura 25. Modulo Tarjeta SD**

Fuente: (Vistronica)

### 12.3.2.1. Tarjeta SD

### 12.3.3. Tarjeta LCD grafica

Para este caso usamos la pantalla de un Nokia 5110 es una pantalla LCD gráfica básica para muchas aplicaciones. Fue pensado originalmente para una pantalla de teléfono celular.

Utiliza el controlador PCD8544, que es el mismo utilizado en el Nokia 5110 LCD. El PCD8544 es un CMOS de energía LCD controlador / controlador de baja, diseñado para manejar una pantalla gráfica de 48 filas y 84 columnas. Todas las funciones necesarias para la pantalla se proporcionan en un solo chip, incluyendo la generación en el chip de tensiones de alimentación LCD, lo que resulta en un mínimo de componentes externos y bajo consumo de energía. Cuenta con una interfaz de bus serie SPI.

Esta pantalla nos permite mostrar toda la información adquirida para el control del sistema a diferencia de una LCD básica 2x16 que es limitada solo para 32 caracteres, en la Figura 26 podemos apreciar la tarjeta que se utilizó en el proyecto para la visualización de los datos.

**Tabla 13. Características de la LCD grafica Nokia 5110**

<b>Características:</b>
Interfaz: Conexión serial SPI
Voltaje de Operación: 2.7V a 3.3V
Corriente de Operación: < 5mA (Backlight off), < 20mA (Backlight on) 84x48
Temperatura de Operación: -10 a 70 grados Celsius
Tamaño: 45x45 mm
Controlador LCD: Philips PCD8544
Monocromático, luz de fondo incluida.
Comunicación fácil con microcontroladores comunes
Módulo LCD gráfico con resolución de 84x48 pixeles

Fuente: (Alldatasheet.com, 2013-2017)



**Figura 26. LCD Nokia 5110 para Arduino**  
Fuente: (Vistronica)

#### 12.3.4. Buck Boost

Para garantizarle al driver un voltaje estable para su funcionamiento se utilizó el Modulo elevador de tensión DC – DC basado en el chip XL6009.

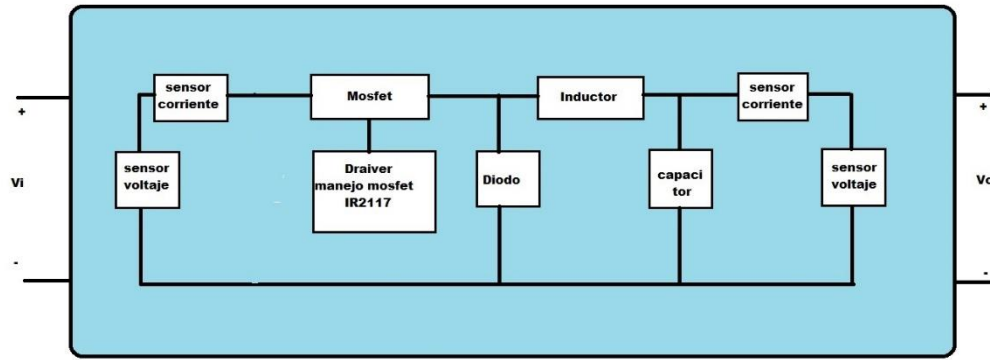


**Figura 27. Convertidor DC-DC boost**  
Fuente: (Vistronica)

Convertidor DC –DC elevador que vemos en la Figura 27 se utilizó debido a las variaciones de voltaje que presenta el panel fotovoltaico. Ya que al haber esta variación nos afecta el rendimiento del driver de puerta.

#### 12.3.5. Convertidor DC-DC

En la Figura 28 se observa el diagrama general por bloque, y los componentes que conforman el convertidor DC-DC tipo Buck y a partir de dicho diagrama se hizo el respectivo listado de lo que necesita para la elección.



**Figura 28. Diagrama de Bloques Internos de convertidor DC-DC**

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017).

#### 12.3.5.1. Selección del mosfet

Para la selección de este componente se tuvo en cuenta para este proyecto es que el panel proporciona un voltaje en carga de 17.5 voltios y en circuito abierto 22 voltios proporcionando una potencia de 65 watt, uno de los objetivos principales es resguardar el dispositivo de corrientes transitorias debido a cargas capacitivas o sobretensiones para lo cual se busca un dispositivo que soporte corrientes superiores a 11 amperios, que el voltaje de ruptura que soporte el dispositivo a elegir sea mayor, al igual la cantidad de potencia que este pueda disipar el tipo de encapsulado. El mosfet canal p se descartó por su lentitud y su resistencia interna es más alta, en esta elección también influyó el tipo de encapsulado, facilidad de empalme y mayor disipación de potencia.

**Tabla 14. Comparación de distintos los Mosfet**

Componente	Encapsulado	VDS (v)	ID (A)	RDS (on)	Frecuencia	canal	VGs (v)	disipación potencia (W)	Precio \$
<b>FDL100N50F</b>	TO-264	500	100	0.043	1Mhz	N	30	2500	38675
<b>IRF1010N</b>	TO-220	55	85	0.011	1Mhz	N	20	180	4160
<b>IRFP22N50A</b>	TO-247AC	500	22	0.23	1Mhz	N	30	277	10115
<b>IRFP240</b>	TO-247	200	20	0.18	1Mhz	N	20	150	7140
<b>IRFP250N</b>	TO-247	200	30	0.075	1Mhz	N	20	214	5325
<b>IRF540</b>	TO-220	100	22	0.077	1Mhz	N	20	85	4500
<b>IRFP90N20D</b>	TO-247	200	94	0.023	1Mhz	N	30	580	18445

Fuente: (Alldatasheet.com, 2013-2017)

Para este proyecto se escogió el mosfet IRF540N debido a que es un transistor diseñado para minimizar la carga por la puerta y la capacitancia de entrada, por lo cual es el adecuado para la realización del convertidor DC-DC y su alta eficiencia para trabajar con altas frecuencias.

#### 12.3.5.2. Selección del inductor

Se escogió de tipo ferrita la cual acepta altas frecuencias y su permeabilidad es alta esta se estimó con el uso del LCR la cual experimentalmente se obtuvo su valor de 4480. Esta toroide se obtuvo de una placa de desecho electrónico de una fuente conmutada con las medidas que se muestran en el cuadro.

**Tabla 15. Parámetros de la toroide**

DATOS	ABREVIATURA	VALOR
Diámetro externo	DE(mm)	25
diámetro interno	DI(mm)	15
Altura	H(mm)	14
permeabilidad relativa de la ferrita	Ur	4480
Inductancia	L(uH)	416.6
diámetro en mm del alambre	d(mm)	0.8128

Fuente: Roberto L, Adolfo G.

#### 12.3.5.3. Selección del capacitor

Las elecciones de los condensadores juegan un papel importante ya que este en la salida del convertidor DC-DC es el encargado de eliminar el rizado de corriente y de tensión. De acuerdo a el cálculo el capacitor adecuado es que sea mayor 418uf, se seleccionaron 2 capacitores de 1000 uf los cuales fueron conectados en serie para forma un capacitor de 500uf.

#### 12.3.5.4. Selección del Diodo

Para la elección del diodo se tiene en cuenta la tensión inversa que pueda soportar, la corriente que puede soportar y su velocidad de conmutación. Debido a la dificultad a la hora de encontrar este tipo de diodo, se eligió el SP1000C el cual se obtuvo de una tarjeta electrónica de fuentes conmutadas de pantallas LED, ya que este tiene la ventaja que puede disipar mayor potencia con el uso de disipadores y su capacidad de conmutación es excelente debido a que es del tipo Schottky.

**Tabla 16. Comparación de varios Diodos Schottky.**

Componente	Voltaje (V)	Corriente (Amp)	Tipo
<b>1N5824</b>	40	5	Schottky
<b>SP10100C</b>	100	10	Schottky
<b>SBL1640CT</b>	40	16	Schottky
<b>FEP16BT</b>	100	16	Schottky
<b>43CTQ100</b>	80-100	40	Schottky

Fuente: (Alldatasheet.com, 2013-2017)

### 12.3.6. Sensores

#### 12.3.6.1. Sensor de corriente

Se seleccionó el sensor ACS712 fabricado por Allegro el cual se basa en el efecto hall. Es un sensor resistivo de intensidad o shunt, su método es muy sencillo el cual obtiene una señal de voltaje proporcional a la intensidad de corriente. Esto significa que, a mayor cantidad de corriente, mayor voltaje vamos a tener en el pin de salida.

Este integrado provee una solución económica y precisa para medir corriente en AC o DC. Existen 3 modelos distintos: ACS712ELCTR-05B-T que mide hasta  $\pm 5A$ , el ACS712ELCTR-20A-T que mide hasta  $\pm 20A$  y el ACS712ELCTR-30A-T que mide hasta  $\pm 30A$  Sensor de Voltaje, ambos trabajan en el mismo rango de salida entre 0 y 5 voltios. Debido a que nuestro proyecto es con un panel solar de 65W y la salida del sistema es de alrededor de los 12V se calcula que la corriente que circula hacia la carga estaría superando los 5<sup>a</sup>, por lo que se seleccionó el integrado de  $\pm 20A$ . En la tabla 17 se pueden ver las características de los diferentes sensores de corriente y la del sensor seleccionado para este proyecto. En la Figura 29 se encuentra el sensor de corriente utilizado en este proyecto.

**Tabla 17. Comparación entre modelos del chip ACS712.**

Modelo	IP(A)	Sensibilidad (mV/A)	Error de salida total	Resistencia Interna
<b>ACS712ELCTR-05B-T</b>	$\pm 5$	185	1,5% en TA = 25 ° C y 4% para TA = -40°C a 85°C	1,2 mΩ
<b>ACS712ELCTR-20A-T</b>	$\pm 20$	100		
<b>ACS712ELCTR-30A-T</b>	$\pm 30$	66		

Fuente: (Alldatasheet.com, 2013-2017)



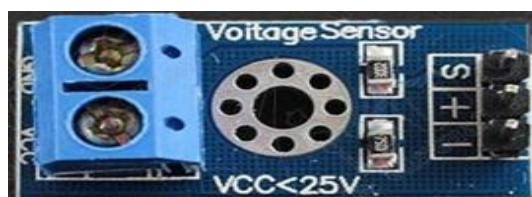


**Figura 29. Modulo Sensor de Corriente ACS712ELCTR-20A-T.**

Fuente: (Vistronica)

#### 12.3.6.2. Sensor de voltaje

El convertor análogo-digital de la tarjeta de desarrollo Arduino está limitado a 5 voltios, por esta razón se hace un divisor de tensión usando de resistencias y procesar digitalmente el factor múltiplo para dicho divisor y así obtener el voltaje que se está midiendo, por razones de precisión usamos el módulo de la figura 30 el cual cuenta con dos resistencias de precisión del 1%. Este sensor de tensión puede detectar voltaje el voltaje de 0 – 25 voltios y convertirlos al rango de 0 a 5 voltios, El valor de tensión de entrada es de carácter analógico de 5V, la resolución de este módulo es de aproximadamente 0.00489V (5V/1023) en la Figura 30 se ve el sensor utilizado.



**Figura 30. Modulo Sensor de Voltaje.**

Fuente: (Vistronica)

#### 12.3.6.3. Sensor de temperatura

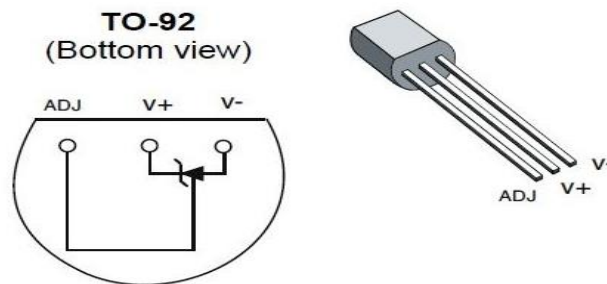
Los sensores de temperatura son dispositivos que detectan los cambios de temperatura y los convierten en cambios en señales eléctricas. Hay tres tipos de sensores de temperatura, los termistores, los RTD y los termopares, en este caso debido a la alta precisión con respecto a otros sensores de la serie LM se eligió un sensor de temperatura LM335 el cual es un circuito integrado de precisión y de fácil calibración, funciona como un zener de 2 terminales. El LM335 tiene una tensión de ruptura directamente proporcional a la temperatura absoluta a 10 mV/° K. Con menos de 1Ω de impedancia dinámica el dispositivo funciona en un rango de corriente de 400 mA a 5 mA, prácticamente sin cambio en el rendimiento. Cuando se calibra a 25 °C, el LM335 tiene por lo general menos de 1 °C de error en un rango de 100 °C de temperatura. A diferencia de otros sensores el LM335 tiene una salida lineal. El LM335 opera desde -40°C a 100°C. en la tabla 18 se encuentran las

características de sensor de temperatura, en la Figura 31 el sensor utilizado para el censado de la temperatura.

**Tabla 18. Características del sensor LM335.**

Fabricante	Texas Instruments
Modelo	LM335
Tipo de sensor	Analógico, local
Detección de temperatura – local	-40°C ~ 100°C
Tipo de salida	Voltaje analógico
Resolución	10 mV/°C
Precisión - la más alta (la menor)	±3°C (±5°C)
Condiciones de prueba	25°C (-40°C ~ 100°C)
Temperatura de operación	-40°C ~ 100°C
Tipo de montaje	Orificio pasante
Empaquetado	TO-92-3

fuelle (www.DatasheetCatalog.com, 2013)



**Figura 31. Características del sensor LM335.**

Fuente: (Copyright 2013)

#### 12.3.6.4 Manejador de puerta del mosfet

Para este caso se tuvieron varios aspectos a la hora de elegir nuestro driver ya que es de gran importancia para las características de nuestro diseño.

Características del Driver:

- Menor consumo en potencia a la hora de activar el mosfet.
- Mayor velocidad de conmutación.
- La no utilización de fuentes externas para su óptimo funcionamiento.
- La compatibilidad del driver con el mosfet respecto al el fabricante.
- Su compatibilidad con las salidas CMOS y LSTTL.



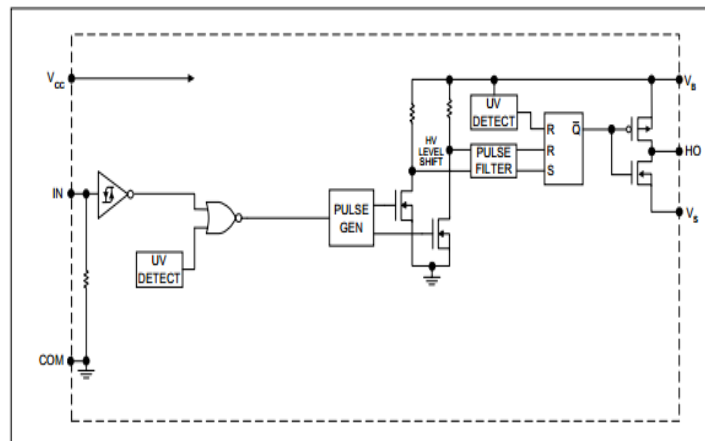
Se va a trabajar la parte alta por ende se requiere un solo canal (ver Tabla 19).

**Tabla 19. Comparación de varios drives del mismo fabricante**

Componente	Canales	Tensión (V)	Delay Time(ns)	Ton (ns)	Toff (ns)	Fabricante
IR2110	2	500	10	120	94	International Rectifier
IR2113	1	600	20	120	94	International Rectifier
IR2117	1	600	130	125	105	International Rectifier
IR2130	2	600	800	675	425	International Rectifier

Fuente: (Alldatasheet.com, 2013-2017)

Entre los diferentes drivers del mismo fabricante para este caso se escogió el driver IR2117 el cual abarca las condiciones dadas anteriormente. Este driver al igual que los otros del fabricante proporcionan unas condiciones de operación, de acuerdo con la aplicación que se acople a las necesidades del diseñador. En la figura 32 podemos apreciar cómo está constituido internamente el driver IR2117



**Figura 32. Diagrama Interno del IR2117**

Fuente: (Alldatasheet.com, 2013-2017)

## 12.4. Implementación del Buck

### 12.4.1. Circuito driver

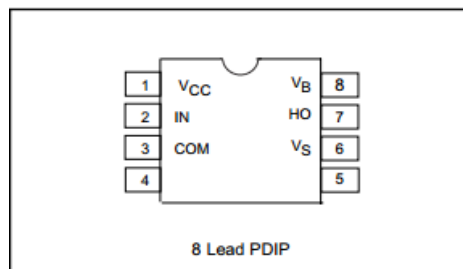
Una de las principales funciones del driver consiste en manejar de manera óptima y segura el encendido y apagado del mosfet para este caso el IRFP250N. Existen diferentes circuitos para activación de transistores de potencia los cuales cada uno tiene su ventaja y desventaja de acuerdo con la aplicación que se esté diseñando, las empresas de semiconductores han visto la necesidad de crear un driver que

cumpla con ciertas características con el fin de que el diseño sea más óptimo y con menor consumo de potencia.

Para este proyecto se seleccionó el driver IR2117 el cual maneja un voltaje hasta 600 voltios un IO de 200mA/420mA y un voltaje de salida de 10 a 20voltios y maneja un canal del lado alto.

Este circuito consta de tres señales de entrada y tres de salida. La entrada IN la cual corresponde a la señal PWM entra a la compuerta Schmitt trigger la cual está conectada a una compuerta NOR. Luego pasa a un bloque llamado pulse gen el cual es un generador de pulsos y está a su vez va a un circuito manejador y luego a un circuito elevador, el cual no está conectado a tierra para su óptimo funcionamiento.

El driver IR2117 tienen un circuito auto elevador conocido como bootstrap, el cual consta de un diodo de recuperación rápida y un condensador que se calcula de acuerdo con la fórmula que proporciona el fabricante y también unas sugerencias dada por el fabricante para diferentes aplicaciones (Application Note AN-978). La señal luego pasa a un discriminador de pulsos y llevada un bloque latch el cual necesita de una señal que proviene de la carga del condensador para ser habilitado. En este bloque se generan las señales para los dos FET complementarios y finalmente a la compuerta del mosfet.



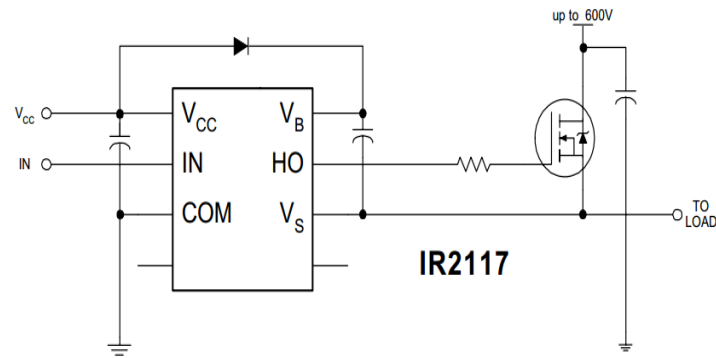
**Figura 33. Pines del integrado IR2117**

Fuente: (Alldatasheet.com, 2013-2017)

En la Figura 33 observamos que el driver consta de 8 pines los cuales nombran a continuación.

- ✓ Vcc: Lógica y fuente de accionamiento de puerta
- ✓ IN: Entrada lógica para la salida del controlador de puerta (HO), en fase con HO.
- ✓ COM: tierra
- ✓ VB: Fuente flotante alta
- ✓ HO: Alta salida de la unidad de compuerta lateral
- ✓ VS: Retorno de la fuente flotante alta

Para el manejador de puerta del mosfet se utilizó la configuración recomendada por el fabricante para cargar baterías la cual se muestra en la Figura 35.



**Figura 34. Diagrama de conexión del IR2117,**

Fuente: (Alldatasheet.com, 2013-2017)

#### 12.4.1.1. Calculo del bootstrap del driver

Para poder manejar de manera adecuada el mosfet con driver tenemos la necesidad de hacer el cálculo del circuito Bootstrap, el cual es el encargado de proteger de sobre tensión en la puerta del mosfet. Está compuesto de dos capacitores y un diodo como se puede observar en la Figura 34. Para calcular el capacitor se realizó con la siguiente formula proporcionada por el mismo fabricante:

$$C \geq \frac{2 * [2 * Q_g + \frac{I_{qbs}}{f} + Q_{ls} + \frac{I_{cbs}}{f}]}{V_{cc} - V_f - V_{ls} - V_{min}}$$

Donde

- ✓ Qg: es carga de puerta necesaria para encender el mosfet
- ✓ Iqsb: corriente de polarización para el circuito driver del transistor
- ✓ f: frecuencia de operación
- ✓ Icbs(leak): corriente de fuga del capacitor seleccionado
- ✓ Vcc: tensión de operación del IR2117
- ✓ Vf: caída de voltaje a través del diodo
- ✓ Vls: caída de voltaje drain-source en el mosfet

Los valores para el cálculo del capacitor son los siguientes:

- ✓ Qg = 71nc del IRF540N
- ✓ Qls= 5nc
- ✓ Iqbs= 240uA
- ✓ F=20khz
- ✓ Icbs= 0 para un capacitor de tantalio
- ✓ Vcc= 22v
- ✓ Vf=1v
- ✓ Vls= 1.125v

Reemplazamos en la fórmula:

$$c_B \geq 15 * \frac{2 * \left[ 2 * (71nc) + \frac{240uA}{20khz} + 5nc + \frac{0}{20khz} \right]}{22volt - 1v - 1.125} = 240nf$$

Luego para:

$$c_B \geq 240nf$$

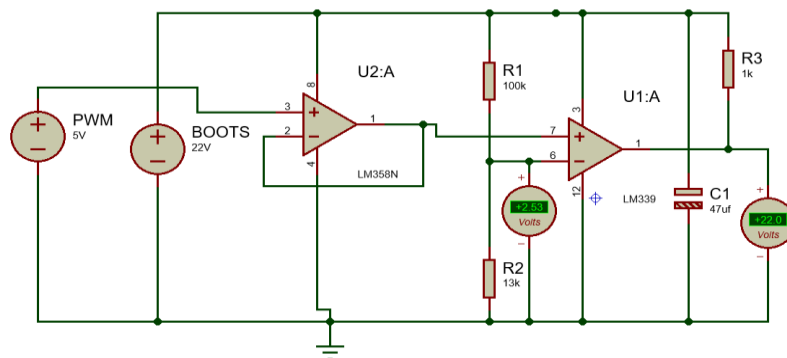
De acuerdo con la ecuación que proporciona el fabricante nos da es un valor mínimo para el capacitor para este proyecto se seleccionó un capacitor de 22uf a 25 voltios electrolítico el cual se encuentra comercialmente y cumple con los requerimientos del proyecto y garantiza el adecuado funcionamiento. Como se usó un capacitor electrolítico, se usó uno de 100nf paralelo a este para disminuir las perdidas por fuga, recomendada por el fabricante.

Para el cálculo del diodo Bootstrap uno de los requerimientos es el bloqueo rápido para voltajes inverso cuando el mosfet se encuentra en estado ON y a su vez debe ser de recuperación rápida, otro aspecto importante es la temperatura de operación, se utilizó el diodo MBR10150CT.

Para garantizar el correcto funcionamiento del circuito driver IR2117 se necesitó de una fuente externa que le garantizara el voltaje estable para su funcionamiento para lo cual se usó el Modulo elevador de tensión DC – DC basado en el chip XL6009. El cual es alimentado por el Modulo FV, y de esta manera garantizar el voltaje al circuito driver ante cualquier variación de voltaje del módulo FV.

#### 12.4.2. Acople Señal PWM entre Arduino y el IR2117

Como Para la realización de este proyecto se utilizó el Arduino mega, este sólo puede entregar máximo 5v en la salida PWM, y el IR2117 se configuró con una lógica de 0-22 voltios para la activación de puerta. Por tal motivo, se diseñó un circuito que se encarga del acople entre el Arduino y IR2117. Se usó un comparador LM339 y LM358 para acoplar las dos impedancias.



**Figura 35. Diagrama de conexión entre Arduino y el IR2117**

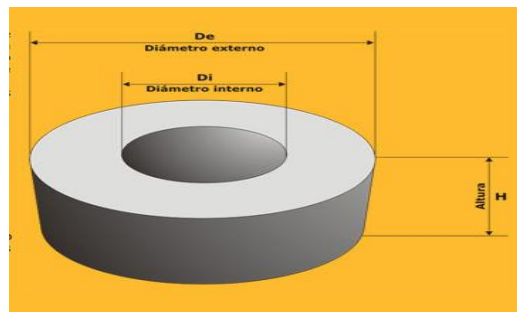
Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017).

En la Figura 35 podemos observar una señal PWM la cual proviene del Arduino mega 0 a 5 voltios, la señal pasa a un circuito seguidor el cual está diseñado con el LM358. Posteriormente está el circuito comparador conformado por un LM339, que compara la señal proveniente del LM358 con un voltaje de referencia que para este caso es de 2.5 voltios, si el voltaje es menor a 2.5 voltios este lo toma como un cero lógico y si es mayor lo toma como un 1 lógico y de esta manera tener una señal que va de 0-22 voltios para ser entendida por el IR2117.

### 12.4.3. Construcción del buck

#### 12.4.3.1. Núcleo toroidal

El toroide se obtuvo de una placa electrónica. Se optó por una toroide de ferrita la cual da mejor rendimiento y mayor permeabilidad, la cual lleva menor número de vuelta. La toroide tiene unas medidas de acuerdo con la Tabla 20 y podemos ver en la Figura 36 la forma en la que se toman las medidas.



**Figura 36. Toroide de ferrita.**

Fuente: (construyendovideorokola.com, s.f.)

**Tabla 20. Para el cálculo del número de vueltas del inductor**

DATOS	ABREVIATURA	VALOR
Diámetro externo	DE(mm)	25
diámetro interno	DI(mm)	15
Altura	H(mm)	14
permeabilidad relativa de la ferrita	Ur	4480
Inductancia	L](uH)	416.6
diámetro en mm del alambre	d(mm)	0.8128

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017).

### 12.4.3.2. Construcción del Inductor

Luego del cálculo del inductor se procedió a construirlo con el valor de L calculado anteriormente, para lo cual se obtuvo una toroide de una placa electrónica. Se optó por una toroide de ferrita la cual da mejor rendimiento y mayor permeabilidad, la cual lleva menor número de vueltas. La toroide tiene unas medidas de acuerdo con la Tabla 20.

Se hicieron las medidas correspondientes para el diseño del inductor ya que éste es uno de los criterios más importante debido a que comercialmente son difíciles de conseguir debido al valor obtenido en los cálculos para la aplicación realizada en este proyecto. Las medidas de la toroide se tomaron con un pie de rey el cual es instrumento de medida de precisión y la permeabilidad de la ferrita se obtuvo de manera experimental con la ayuda de un LCR-01130 con el cual se comprobó el valor de la inductancia. El calibre del alambre para este caso es 20 awg el cual soporta una corriente de 11 A garantizando que sea el calibre adecuado para este proyecto.

### 12.4.3.3. Calculo del número de vueltas del inductor

Para la selección del conductor adecuado para el diseño del inductor se tuvo en cuenta la corriente máxima y la frecuencia que debe soportar la aplicación para lo cual se determinó un calibre awg20 el cual soporta una corriente de 11 Amp y una frecuencia de 27Khz ideales para nuestro proyecto-el cual daría una potencia aproximada de 132 watt con una salida del buck de 12 voltios y la cual podemos comprobar en la Tabla 21.

Para el cálculo del número de vueltas del inductor para el tipo de toroidal se utilizó la formula general;

$$N = \sqrt{\frac{L}{0.0002 * Ur * H * \ln\left(\frac{De}{Di}\right)}}$$

Se reemplazaron los datos del cuadro 1 y se obtuvo:

$$N = \sqrt{\frac{416.6\mu H}{0.0002 * 4480 * 14mm * \ln\left(\frac{25mm}{15mm}\right)}} = 8.15$$

El número de vueltas es N=8.15 vueltas para el diseño de nuestro inductor el cual fue comprobado con el LCR.

**Tabla 21. Calibres de alambre AWG**

WG gauge	Conductor Diameter Inches	Conductor Diameter mm	Ohms per 1000 ft.	Ohms per km	Maximum amps for chassis wiring	Maximum amps for power transmission	Maximum frequency for 100% skin depth for solid conductor copper	Breaking force Soft Annealed Cu 37000 PSI
0000	0.46	11.684	0.049	0.16072	380	302	125 Hz	6120 lbs
000	0.4096	1.040.384	0.0618	0.202704	328	239	160 Hz	4860 lbs
00	0.3648	926.592	0.0779	0.255512	283	190	200 Hz	3860 lbs
0	0.3249	825.246	0.0983	0.322424	245	150	250 Hz	3060 lbs
1	0.2893	734.822	0.1239	0.406392	211	119	325 Hz	2430 lbs
2	0.2576	654.304	0.1563	0.512664	181	94	410 Hz	1930 lbs
3	0.2294	582.676	0.197	0.64616	158	75	500 Hz	1530 lbs
4	0.2043	518.922	0.2485	0.81508	135	60	650 Hz	1210 lbs
5	0.1819	462.026	0.3133	1.027.624	118	47	810 Hz	960 lbs
6	0.162	41.148	0.3951	1.295.928	101	37	1100 Hz	760 lbs
7	0.1443	366.522	0.4982	1.634.096	89	30	1300 Hz	605 lbs
8	0.1285	32.639	0.6282	2.060.496	73	24	1650 Hz	480 lbs
9	0.1144	290.576	0.7921	2.598.088	64	19	2050 Hz	380 lbs
10	0.1019	258.826	0.9989	3.276.392	55	15	2600 Hz	314 lbs
11	0.0907	230.378	1.26	41.328	47	12	3200 Hz	249 lbs
12	0.0808	205.232	1.588	520.864	41	9.3	4150 Hz	197 lbs
13	0.072	18.288	2.003	656.984	35	7.4	5300 Hz	150 lbs
14	0.0641	162.814	2.525	8.282	32	5.9	6700 Hz	119 lbs
15	0.0571	145.034	3.184	1.044.352	28	4.7	8250 Hz	94 lbs
16	0.0508	129.032	4.016	1.317.248	22	3.7	11 k Hz	75 lbs
17	0.0453	115.062	5.064	1.660.992	19	2.9	13 k Hz	59 lbs
18	0.0403	102.362	6.385	209.428	16	2.3	17 kHz	47 lbs
19	0.0359	0.91186	8.051	2.640.728	14	1.8	21 kHz	37 lbs
20	0.032	0.8128	10.15	33.292	11	1.5	27 kHz	29 lbs
21	0.0285	0.7239	12.8	41.984	9	1.2	33 kHz	23 lbs
22	0.0254	0.64516	16.14	529.392	7	0.92	42 kHz	18 lbs
23	0.0226	0.57404	20.36	667.808	4.7	0.729	53 kHz	14.5 lbs
24	0.0201	0.51054	25.67	841.976	3.5	0.577	68 kHz	11.5 lbs
25	0.0179	0.45466	32.37	1.061.736	2.7	0.457	85 kHz	9 lbs
26	0.0159	0.40386	40.81	1.338.568	2.2	0.361	107 kHz	7.2 lbs
27	0.0142	0.36068	51.47	1.688.216	1.7	0.288	130 kHz	5.5 lbs
28	0.0126	0.32004	64.9	212.872	1.4	0.226	170 kHz	4.5 lbs
29	0.0113	0.28702	81.83	2.684.024	1.2	0.182	210 kHz	3.6 lbs
30	0.01	0.254	103.2	338.496	0.86	0.142	270 kHz	2.75 lbs
31	0.0089	0.22606	130.1	426.728	0.7	0.113	340 kHz	2.25 lbs
32	0.008	0.2032	164.1	538.248	0.53	0.091	430 kHz	1.8 lbs
Metric 2.0	0.00787	0.200	169.39	555.61	0.51	0.088	440 kHz	-
33	0.0071	0.18034	206.9	678.632	0.43	0.072	540 kHz	1.3 lbs
Metric 1.8	0.00709	0.180	207.5	680.55	0.43	0.072	540 kHz	-
34	0.0063	0.16002	260.9	855.752	0.33	0.056	690 kHz	1.1 lbs
Metric 1.6	0.0063	0.16002	260.9	855.752	0.33	0.056	690 kHz	-
35	0.0056	0.14224	329	1079.12	0.27	0.044	870 kHz	0.92 lbs
Metric 1.4	.00551	.140	339	1114	0.26	0.043	900 kHz	-
36	0.005	0.127	414.8	1360	0.21	0.035	1100 kHz	0.72 lbs
Metric 1.25	.00492	0.125	428.2	1404	0.20	0.034	1150 kHz	-
37	0.0045	0.1143	523.1	1715	0.17	0.0289	1350 kHz	0.57 lbs
Metric 1.12	.00441	0.112	533.8	1750	0.163	0.0277	1400 kHz	-
38	0.004	0.1016	659.6	2163	0.13	0.0228	1750 kHz	0.45 lbs
Metric 1	.00394	0.1000	670.2	2198	0.126	0.0225	1750 kHz	-
39	0.0035	0.0889	831.8	2728	0.11	0.0175	2250 kHz	0.36 lbs
40	0.0031	0.07874	1049	3440	0.09	0.0137	2900 kHz	0.29 lbs

fuelle: <http://www.forosdeelectronica.com/f11/intensidad-maxima-segun-seccion-cable-6676/>

#### 12.4.3.4. Regulador de 5 voltios

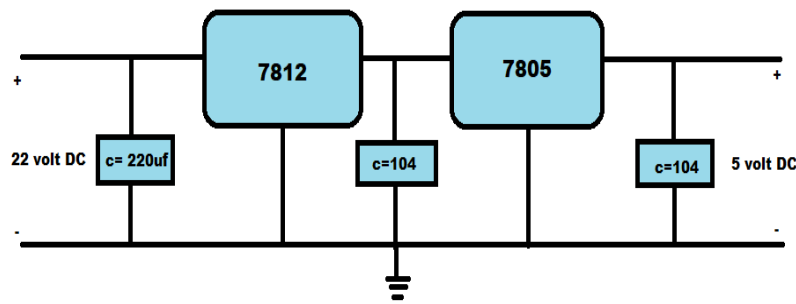
En la Figura 37 se puede apreciar el esquema general del regulador implementado debido a la necesidad de proporcionar una fuente de alimentación para el funcionamiento del Arduino mega 2560 el cual es el encargado de ejecutar el controlador del convertidor buck.



**Figura 37. Diagrama general regulador implementado**

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017).

Para el regulador de 5 voltios hubo la necesidad de utilizar dos reguladores uno de 12 y 5 voltios, por motivos de calentamiento excesivo que se presentaba al usar solo el 7805, a pesar de que estos soportan hasta 30 voltios en su entrada. Para este proyecto la fuente que es de 22 voltios se conectaron como se muestra en la Figura 39. lo cual hace que el calor que disipaba el 7805 ahora se reparta entre los dos y así evitar cualquier daño por exceso de temperatura. Como se puede apreciar en la figura 38.



**Figura 38. Regulador implementado**

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017).

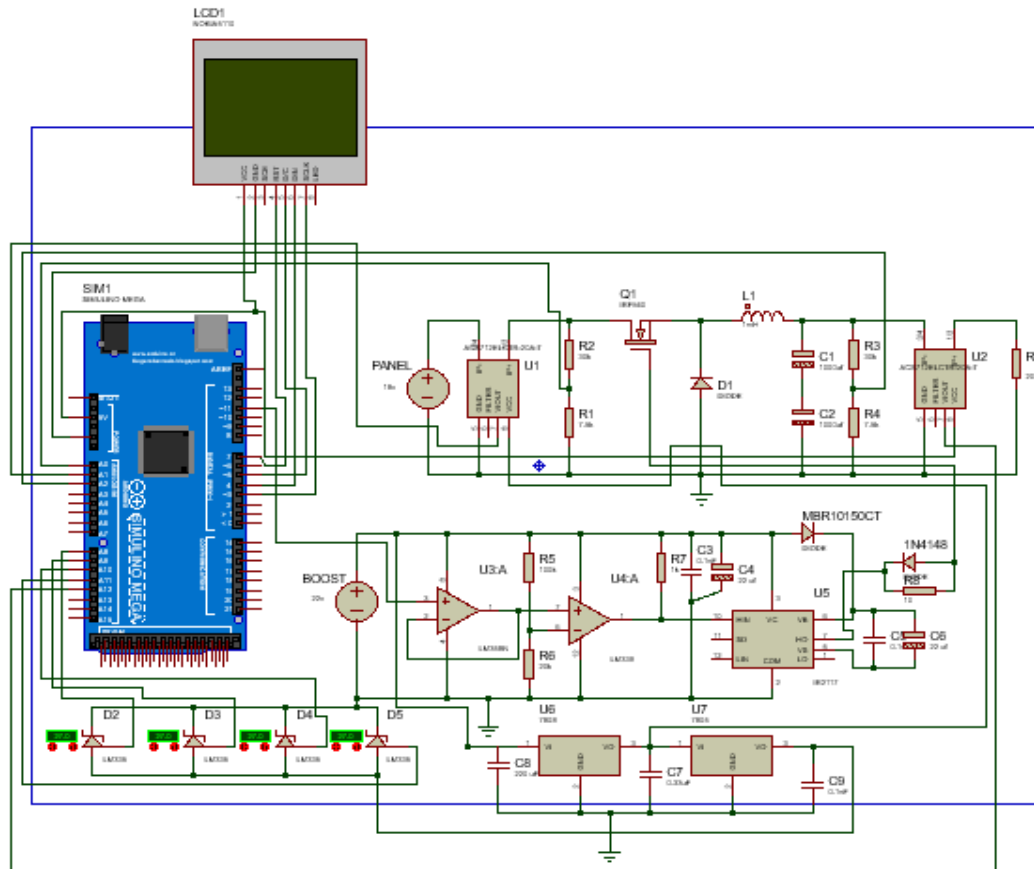
#### 12.4.3.5 Medición de la temperatura del Módulo FV

Para esta parte se utilizó el sensor LM335, para dar una mayor precisión de la temperatura se ubicaron 4 puntos del módulo FV, uno para cada esquina y tomar un numero de muestras de cada sensor y luego promediarlo para disminuir su error lo menor posible y de esta manera determinar cuanta potencia entrega el módulo con su respectiva temperatura.

#### 12.4.3.6. Plano eléctrico del Convertidor Buck Implementado

En la Figura 39 se observa el diagrama del circuito implementado del convertidor buck con cada uno de sus sensores, la pantalla LCD, el Arduino mega 2560 y los 4 sensores de temperatura lm335 con sus reguladores voltaje





**Figura 39 Circuito Final Implementado.**

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017)

## 12.5. Controlador P&O

El P&O es un controlador que se basa en la perturbación y observación para obtener el punto de máxima potencia de un módulo FV, su funcionamiento es muy sencillo es el de incrementar o decrementar el voltaje y calcular la potencia resultante y compararla con el valor de potencia anterior y dependiendo del resultado éste toma una decisión y ejecuta acción y vuelve se realiza la perturbación sea por la derecha o por la izquierda hasta encontrar el punto de máxima potencia donde debe operar el módulo FV, el cual lo que hace es modificar el ciclo útil del convertidor Buck.

El controlador P&O se usa como referente para ser comparado sus resultados con el controlador difuso y determinar su eficiencia.

### 12.5.1. Diseño controlador P&O

A la hora de la realización del algoritmo de un controlador P&O debemos tener en cuenta algunos aspectos importantes que se deben tener en cuenta para el diseño, cómo es la zona de funcionamiento y las variables que intervienen.

Lo primero que debemos tener en cuenta es determinar la zona de funcionamiento donde se mueve el punto de máxima potencia para lo cual se identifican cuatro zonas como se puede observar en la Figura 40 donde pueden ver claramente los posibles estados.

donde  $P_2 - P_1 = \Delta P$  y  $V_2 - V_1 = \Delta V$

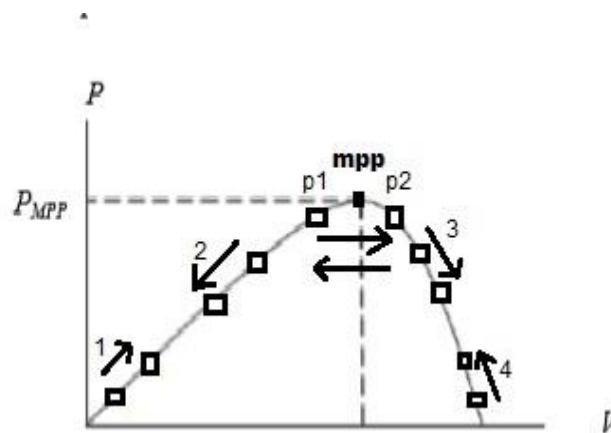
Caso 1. Si la potencia aumenta esto quiere decir que  $\Delta P > 0$  y el voltaje aumenta  $\Delta V > 0$  esto quiere decir que nos acercamos al punto de máxima potencia por la izquierda.

Caso 2. Si la potencia disminuye tanto esto quiere decir  $\Delta P < 0$  y a su vez disminuye el voltaje  $\Delta V < 0$  por tanto se aleja del punto de máxima potencia.

Caso 3. Si la potencia disminuye por tanto esto quiere decir  $\Delta P < 0$  y se aumenta el voltaje entonces  $\Delta V > 0$ , entonces nos alejamos del punto de máxima potencia por la derecha.

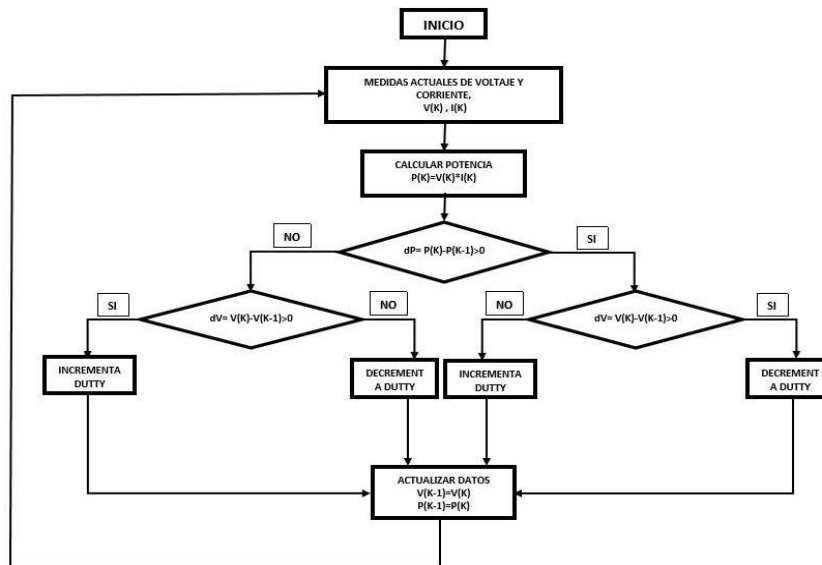
Caso 4. Si la potencia aumenta esto quiere decir  $\Delta P > 0$  y el voltaje disminuye entonces  $\Delta V < 0$ , entonces nos acercamos al punto de máxima potencia por la derecha.

Para el diseño del algoritmo P&O se tienen en cuenta las variables ambientales temperatura y la irradiación solar los cuales afectan el punto de máxima potencia del módulo FV.



**Figura 40. Curva de estados de P-V de Módulo FV**

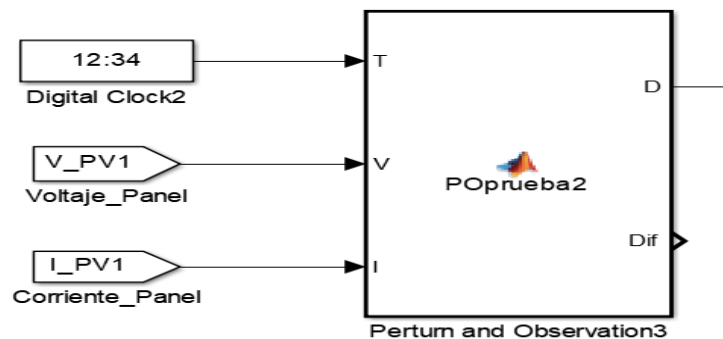
Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017)



**Figura 41. Diagrama de flujo del P&O**

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017).

Después de haber determinado la zona de funcionamiento y realizado el respectivo diagrama de flujo de la Figura 41, se procedió a realizar el algoritmo P&O en Simulink el cual queda en el bloque que se muestra en la Figura 42.



**Figura 42. P&O en Simulink**

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017).

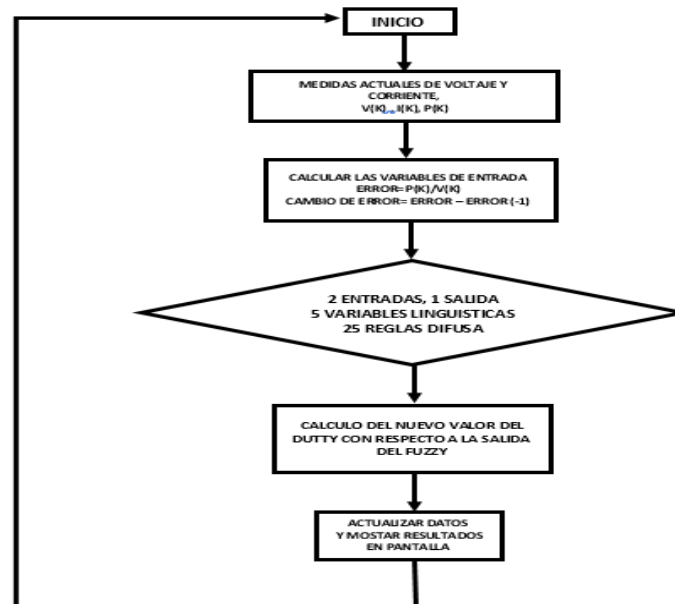
## 12.6. Controlador Difuso

Los controladores difusos en la actualidad son de los más utilizados en la electrónica para la solución de muchos problemas que existen, estos están basados en la lógica difusa debido a su facilidad para diseñar con respecto a las técnicas de control convencional y ofrecen mejores resultados algunas ventajas de los controladores basados en lógica difusa son:

- En el controlador difuso no se requiere identificar el sistema
- No se necesita aproximar el modelo a diferencia del control convencional.
- En el diseño del controlador difuso no se necesita linealizar.

### 12.6.1 Diseño del controlador Difuso

En la Figura 43 se muestra el diagrama de flujo del controlador difuso implementado



**Figura 43. Diagrama de flujo del Fuzzy**

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017).

Este controlador se diseñó con el fin de encontrar el punto de máxima potencia que puede entregar el módulo FV, para aprovechar el mayor rendimiento que éste puede entregar a las variables que influyen de manera directa sobre él. Para el diseño del controlador difuso como primera medida se requiere determinar primero la zona funcionamiento y las variables que intervienen.

Para el presente diseño se tomaron como variables que son, el Error(E) y el cambio de error (CE) ahora para determinar el punto de máxima potencia nos basamos en la curva PV y se tiene en cuenta la fórmula para calcular la pendiente la cual es:

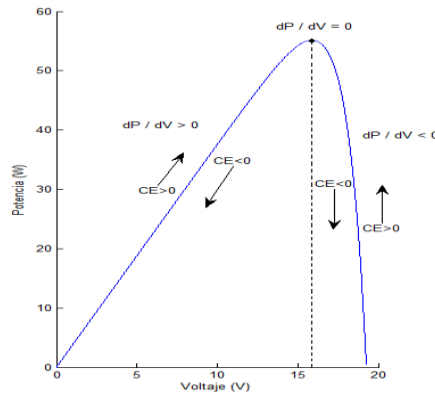
$$m = \frac{Y_2 - Y_1}{X_2 - X_1}$$

Donde el eje x es el voltaje y el eje y la potencia y m vendría siendo E(m), la cual es la pendiente de la recta que puede ser negativa o positiva y nos va a indicar hacia donde se mueve el punto de máxima potencia sea para la derecha o a la izquierda:

$$E(m) = \frac{P(m) - P(m-1)}{V(m) - V(m-1)} = \frac{\Delta P}{\Delta V}$$

Donde  $P(m)$  es la potencia actual y  $P(m-1)$  es la potencia anterior al igual que el voltaje  $V(m)$  es el voltaje actual y  $V(m-1)$  es la voltaje anterior y  $E(m)$  nos dice la pendiente de la curva PV.

Para el cambio de error CE nos queda  $CE(m) = E(m) - E(m-1)$  donde el cambio de error  $CE(m)$  nos indica la posición en la que se encuentra el punto de máxima potencia sea hacia a la derecha o a la izquierda en la figura 44 nos muestra lo dicho anteriormente.



**Figura 44. Comportamiento de E y CE**

Fuente: Robles C, 2011.

El controlador va a tener la salida D, la cual se va a encargar de modificar el ciclo útil del convertor Buck para de esta mantener el punto de máxima potencia.

$$D(k) = D(k-1) + \Delta D(k)$$

El voltaje de salida del convertidor Buck corresponde a  $V_o = V_{bat} = 12V$  y teniendo en cuenta el voltaje máximo y mínimo del panel en el MPP son  $V_{max} = 21,7V$  y  $V_{min} = 14,47V$ , se tiene que los cambios en el ciclo útil D deben estar entre:

$$D_{max} = \frac{12V}{14,47V} = 0,829$$

$$D_{min} = \frac{12V}{21,7V} = 0,552$$

#### 12.6.1.1. Funciones de membresía y variables lingüísticas

Para el proceso de fuzificación se utilizaron las membresías tipo triangular y su defuzificación se utilizó el método de centro de masas. Para las entradas E, CE, y para la salida del controlador difuso la salida  $\Delta D$

Se asumen 5 etiquetas lingüísticas para el error: muy bajo (MB), bajo(B), neutro (N), alto(A), muy alto(MA). Se asumen 5 etiquetas lingüísticas para el cambio de error: muy bajo (MB), bajo(B), neutro (N), alto(A), muy alto(MA). Se asumen 5 etiquetas lingüísticas para el control del ciclo útil: bajada grande (BG), bajada normal (BN), mantener (M), subida normal (SN), subida grande (SG).

### 12.6.1.2. Reglas de control

**Tabla 22. Matriz de Inferencia**

<i><b>MATRIZ DE INFERENCIA</b></i>	<i><b>ERROR</b></i>				
<i><b>C. ERROR</b></i>	<i><b><u>MB</u></b></i>	<i><b><u>B</u></b></i>	<i><b><u>N</u></b></i>	<i><b><u>A</u></b></i>	<i><b><u>MA</u></b></i>
<i><b><u>MB</u></b></i>	<i><b><u>SG</u></b></i>	<i><b><u>SN</u></b></i>	<i><b><u>M</u></b></i>	<i><b><u>BN</u></b></i>	<i><b><u>BG</u></b></i>
<i><b><u>B</u></b></i>	<i><b><u>SG</u></b></i>	<i><b><u>SN</u></b></i>	<i><b><u>M</u></b></i>	<i><b><u>BN</u></b></i>	<i><b><u>BG</u></b></i>
<i><b><u>N</u></b></i>	<i><b><u>SG</u></b></i>	<i><b><u>SN</u></b></i>	<i><b><u>M</u></b></i>	<i><b><u>BN</u></b></i>	<i><b><u>BG</u></b></i>
<i><b><u>A</u></b></i>	<i><b><u>SG</u></b></i>	<i><b><u>SN</u></b></i>	<i><b><u>M</u></b></i>	<i><b><u>BN</u></b></i>	<i><b><u>BG</u></b></i>
<i><b><u>MA</u></b></i>	<i><b><u>SG</u></b></i>	<i><b><u>SN</u></b></i>	<i><b><u>M</u></b></i>	<i><b><u>BN</u></b></i>	<i><b><u>BG</u></b></i>

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017).

Para el controlador difuso se definieron 25 reglas de control utilizando una descripción lingüística del tipo Si-Entonces como se muestra a continuación:

- R1: si error es MB y cambio de error MB entonces delta SG
- R2: si error es MB y cambio de error B entonces delta SG.
- R3: SI error es MB y cambio de error es N entonces delta SG.
- R4: si error es MB y cambio de error es A entonces delta SG.
- R5: si error es MB y cambio de error MA entonces delta SG.
- R6: si error es B y cambio de error MB entonces delta SN.
- R7: si error es B y cambio de error B entonces delta SN.
- R8: si error es B y cambio de error es N entonces delta SN.
- R9: si error es B y cambio de error es A entonces delta SN.
- R10: si error es B y cambio de error MA entonces delta SN.
- R11: si error es N y cambio de error MB entonces delta M.
- R12: SI error es N y cambio de error B entonces delta M.

R13: si error es N y cambio de error es N entonces delta M.  
R14: si error es N y cambio de error es A entonces delta M.  
R15: Si error es N y cambio de error MA entonces delta M.  
R16: si error es A y cambio de error MB entonces delta BN.  
R17: si error es A y cambio de error B entonces delta sube BN.  
R18: si error es A y cambio de error es N entonces delta BN.  
R19: si error es A y cambio de error es A entonces delta BN.  
R20: si error es A y cambio de error MA entonces delta BN.  
R21: si error es MA y cambio de error MB entonces delta BG.  
R22: si error es MA y cambio de error B entonces delta sube BG.  
R23: si error es MA y cambio de error es N entonces delta BG.  
R24: si error es MA y cambio de error es A entonces delta BG.  
R25: si error es MA y cambio de error MA entonces delta BG.

### 12.6.1.3. Fuzificación y defuzificación

Para el proceso de defuzificación se utiliza el método del centro de área utilizando la operación lógica “y”. Por ejemplo, para el caso en que las entradas Error=0 y CError=3, se tienen los siguientes valores para las funciones de membresía:

$$\begin{aligned}\mu_{zero}(Error) &= 1 \\ \mu_{positivo}(CError) &= 0,3394 \\ \mu_{positivo\_grande}(CError) &= 0,2844\end{aligned}$$

Los valores para las demás funciones de membresía son cero para este caso. Existen dos reglas activas que tiene asociadas las premisas “error es zero”, “cambio en error es positivo” y “cambio en error es positivo grande” las cuales son:

Si Error es Z y CError es P Entonces deltaD es N.  
Si Error es Z y CError es PG Entonces deltaD es N.

Utilizando el criterio del mínimo se tiene que las premisas para las dos reglas son:

$$\begin{aligned}\mu_1 &= \min\{0,3394 \ 1\} = 0,3394 \\ \mu_2 &= \min\{0,2844 \ 1\} = 0,2844\end{aligned}$$

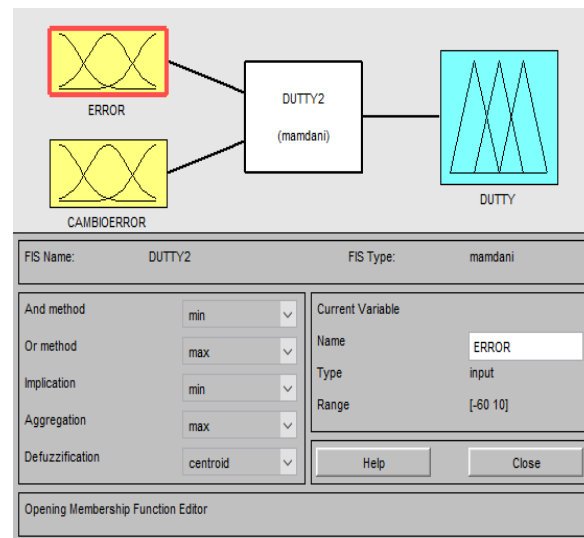
Aplicando el método del centro de áreas, se tiene que el valor defuzificado a la salida del controlador sería:

$$\mu = \frac{(-0,003)(0,0014) + (-0,003)(0,0012)}{0,0014 + 0,0012} = -0,003$$

#### 12.6.1.4. Modelado del controlador difuso con Fuzzy logicmatlab

##### 12.6.1.4.1. Definición de funciones de membresía

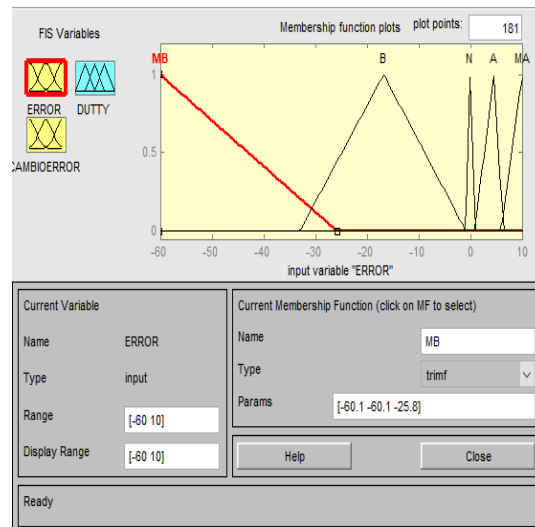
Después de haber definido las entradas y salidas de controlador difuso se procedió a definir las membresías triangulares y el universo del discurso para las variables Error, Cambio de error y la salida delta D para esto se hizo en el editor de membresías de Matlab para lo cual se pueden observar en las figuras 45,46,47,48.



**Figura 45. Visor de Defuzificación**

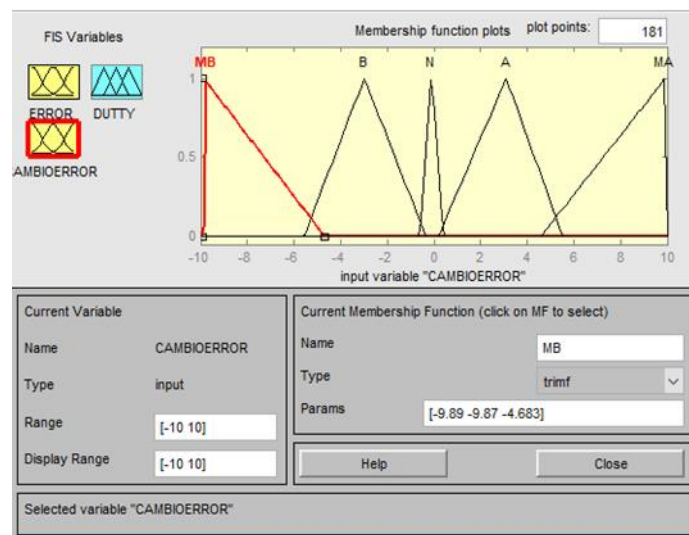
Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017).





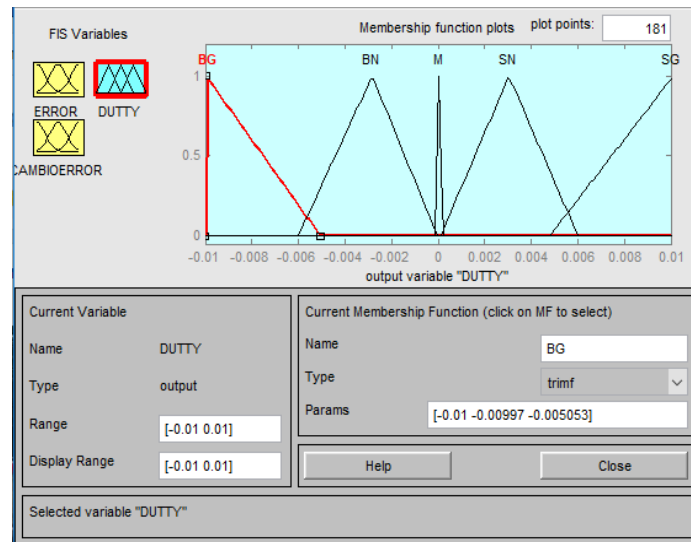
**Figura 46. Variable de entrada Error**

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017).



**Figura 47. Variable de Entrada Cambio de Error**

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017).

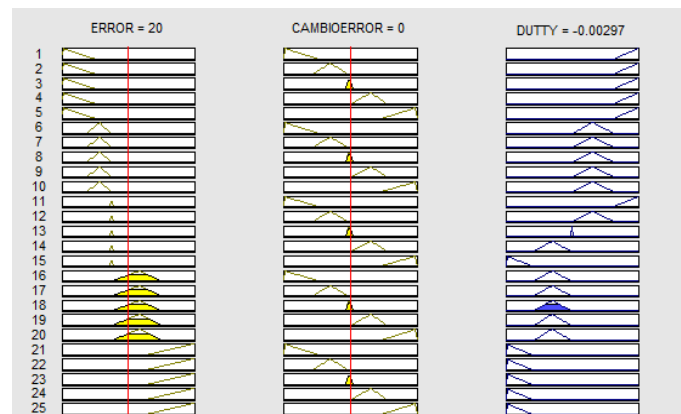


**Figura 48. Variable de Salida Duty**

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017).

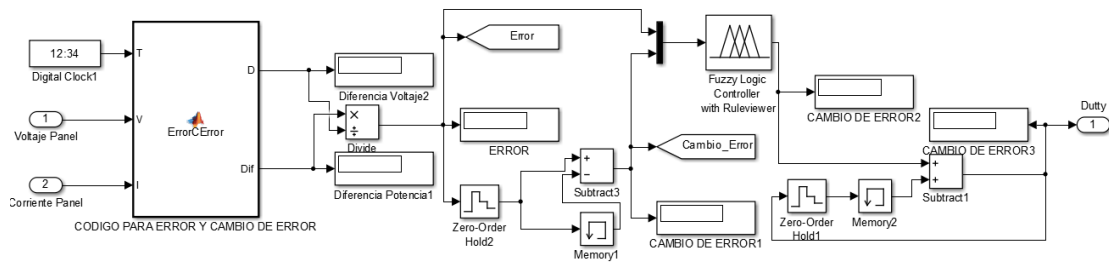
#### 12.6.1.4.2. Definición de las reglas Difusas

Teniendo establecidas las entradas y salidas con sus funciones de membresía, se crean las 25 reglas difusas utilizando el editor de reglas del toolbox como se ilustra en el Figura 49. En la Figura 50 se presenta el modelo final en Simulink Matlab en el cual se muestra cada uno de sus bloques que lo componen.



**Figura 49. Visualizador de reglas difusas**

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017).



**Figura 50. Controlador Difuso en Simulink**

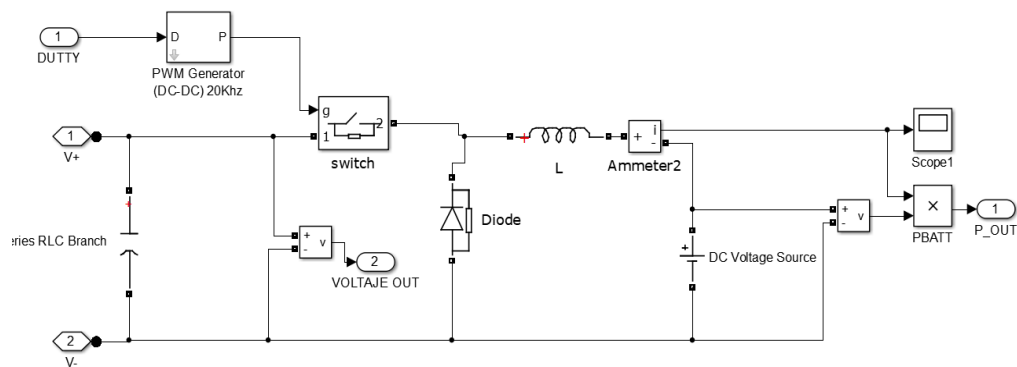
Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017).

## 13. Resultados

### 13.1. Convertidor DC-DC

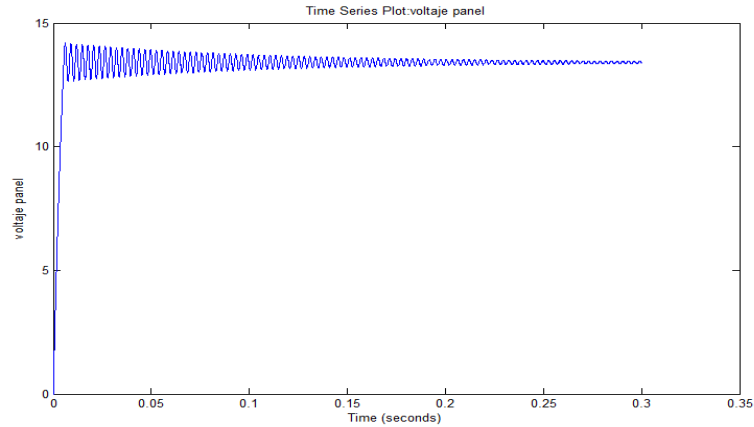
#### 13.1.1. Simulación Convertidor DC-DC

Se procedió a simular el convertidor tipo Buck en lazo abierto en Simulink como se muestra en la Figura 51, primero se determinó la respuesta del convertidor buck con una irradiación de 200 w/m<sup>2</sup> a una temperatura estándar de 25°C y con un ciclo útil de 0.9 y se obtuvieron los siguientes resultados que podemos ver en las figuras 52 y 53.



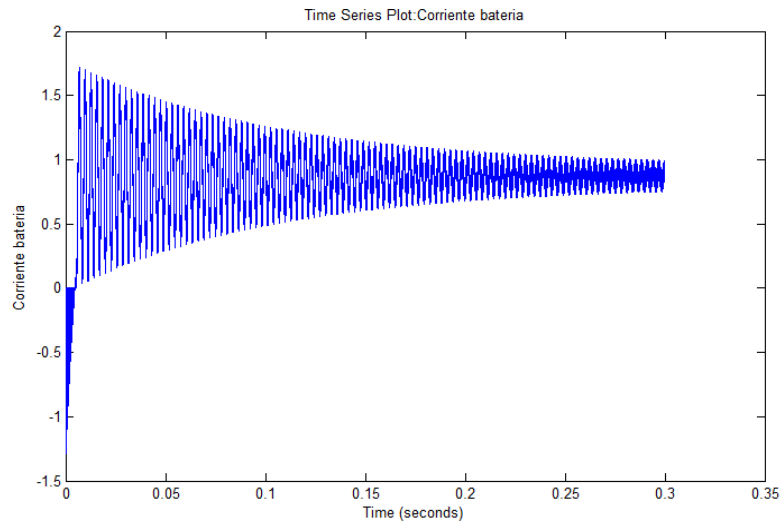
**Figura 51. Convertidor DC-DC Buck en Simulink**

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017).



**Figura 52. Tensión del módulo FV a lazo abierto**

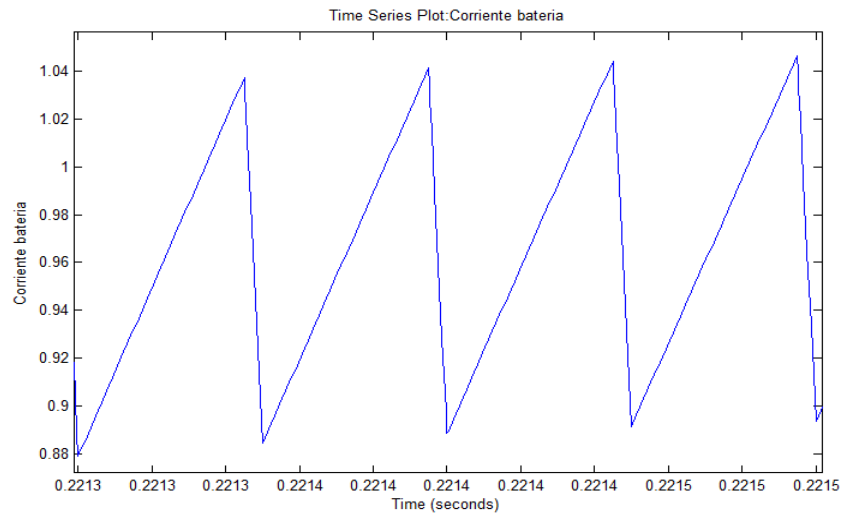
Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017).



**Figura 53. Corriente de Batería a lazo abierto**

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017).

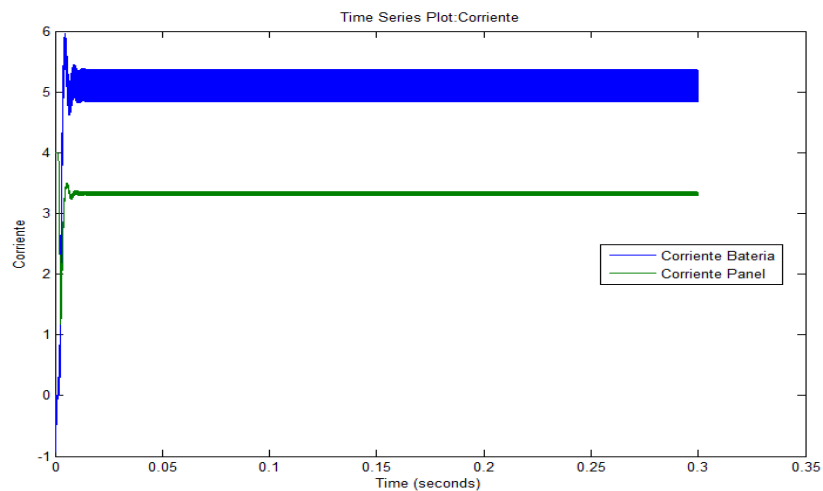
Al realizar un acercamiento a la señal de corriente en el inductor se percibe que está en los límites del modo de operación continua MOC para las condiciones de Irradiación 200 W/m<sup>2</sup> y Temperatura de 25 °C que fueron consideradas en el diseño del Buck. De igual manera la tensión en el capacitor presenta un rizado de alrededor 1% como se puede apreciar en la Figura 54.



**Figura 54. Modo Continuo del Buck a lazo abierto**

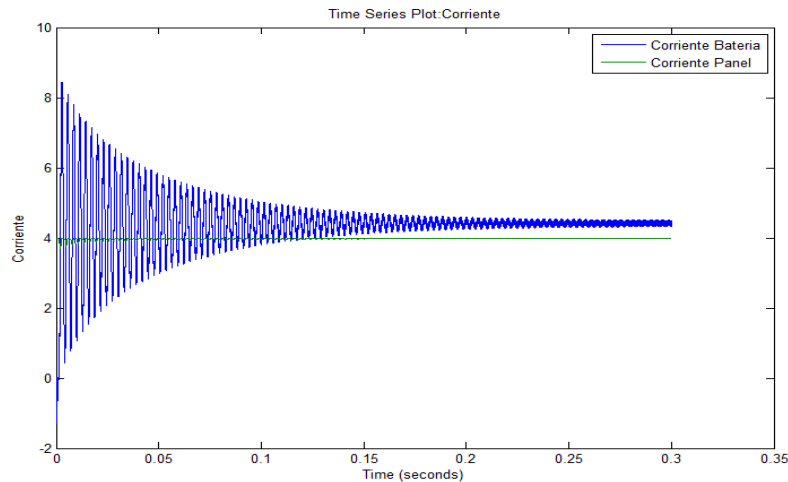
Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017).

Se realizaron pruebas al sistema a lazo abierto, pero variando de forma manual el valor del ciclo útil a condiciones estándar de 1000 W/m<sup>2</sup> a 25° C. Se realizaron pruebas del sistema de lazo abierto variando de forma manual el valor del ciclo útil y tabulando los valores de la corriente de salida del panel (I) y la corriente de salida del convertidor (IL). Los resultados obtenidos se presentan en las Figuras 55 y 56.



**Figura 55. Corriente de Batería, Modulo FV a lazo abierto y ciclo útil de 0.65**

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017).

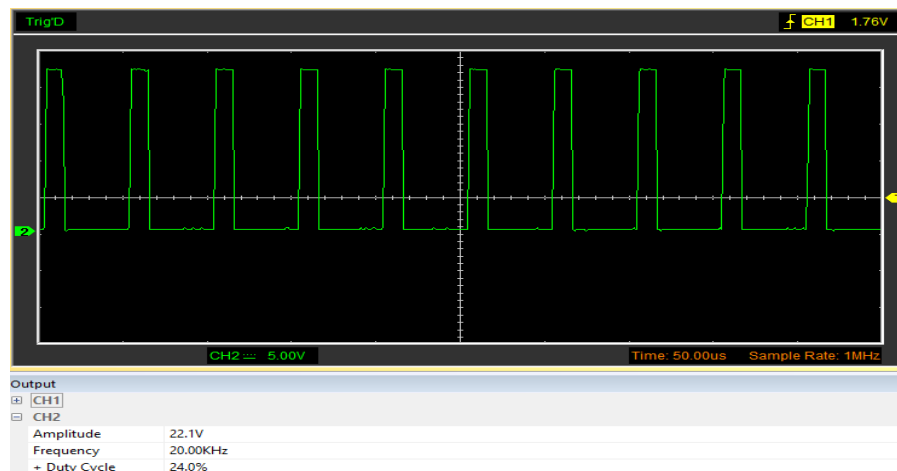


**Figura 56. Corriente de Batería, Modulo FV a lazo abierto y ciclo útil de 0.9**

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017).

### 13.1.2. Señal PWM

La señal PWM es la encargada dependiendo del ancho del pulso va a modificar el ciclo útil del convertidor DC-DC a través del mosfet IRF540N. En la Figura 57 podemos observar la señal PWM que se obtuvo de acuerdo con los criterios de diseño, la cual tiene una frecuencia de 20 kHz. Se puede observar que la señal PWM tiene un ciclo útil de 28% con una amplitud de 4,99V la cual es generada a través del Arduino y visualizada con un osciloscopio Hantek 6022BE.

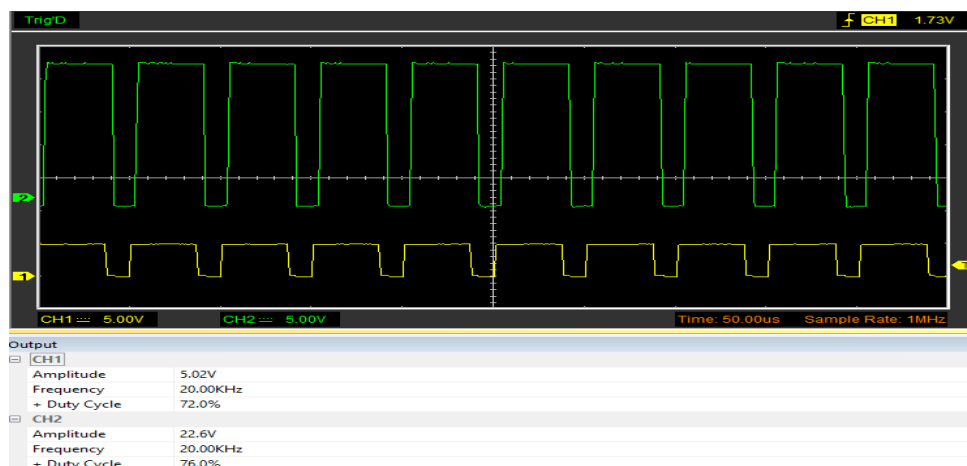


**Figura 57. Señal PWM del Arduino con ciclo útil 68% a 20khz**

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017).

En la Figura 58 se puede observar en canal1 que corresponde a la señal de color amarillo que es la señal que entra al circuito comparador de la figura 35 y el canal 2 que corresponde a la señal de color verde la cual es la señal de salida del

comparador que tiene ciclo útil de 76%. Se observa claramente el paso de 0 - 5V a 0-22V.



**Figura 58. Señal PWM Entrada y salida del comparador**

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017).

En la Figura 59 se aprecia claramente la señal obtenida en el canal uno para la salida del comparador y en el canal dos la del driver con carga con un ciclo útil del 20%.



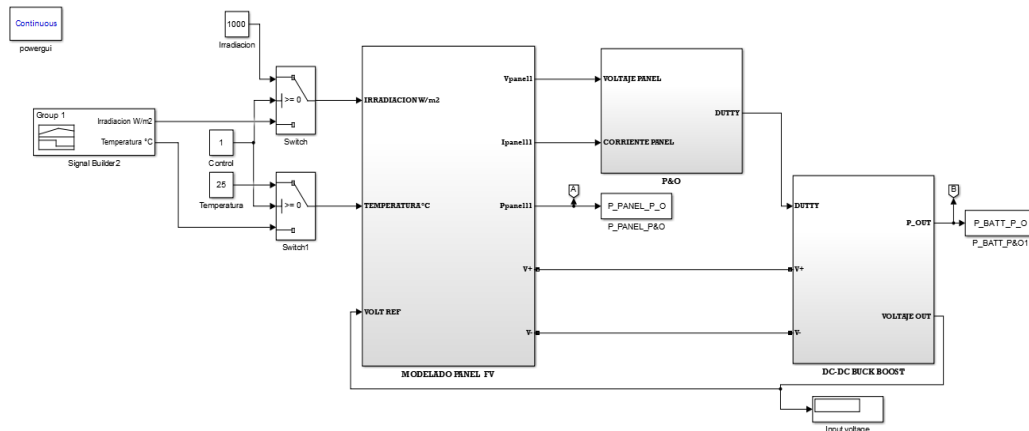
**Figura 59. Señal PWM Entrada comparador canal1 y salida IR2117 canal2**

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017).

## 13.2. Controlador P&O

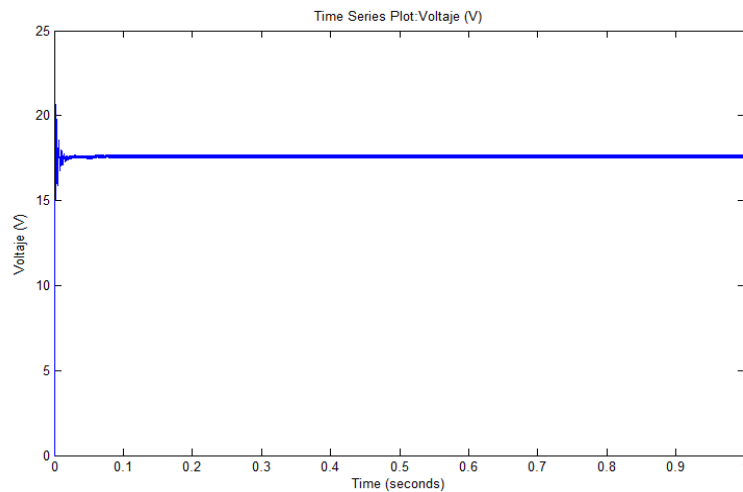
### 13.2.1. Simulación a Lazo cerrado P&O Variando irradiación

En la Figura 60 se tiene el sistema a lazo cerrado modelado. Se hicieron pruebas para ver la respuesta del control P&O a condiciones estándar de  $1000 \text{ W/m}^2$  a una temperatura de  $25^\circ\text{C}$  evaluando el voltaje del panel y corriente de panel como se ve en la Figuras 61 y 62.



**Figura 60. Sistema P&O Lazo Cerrado y Buck**

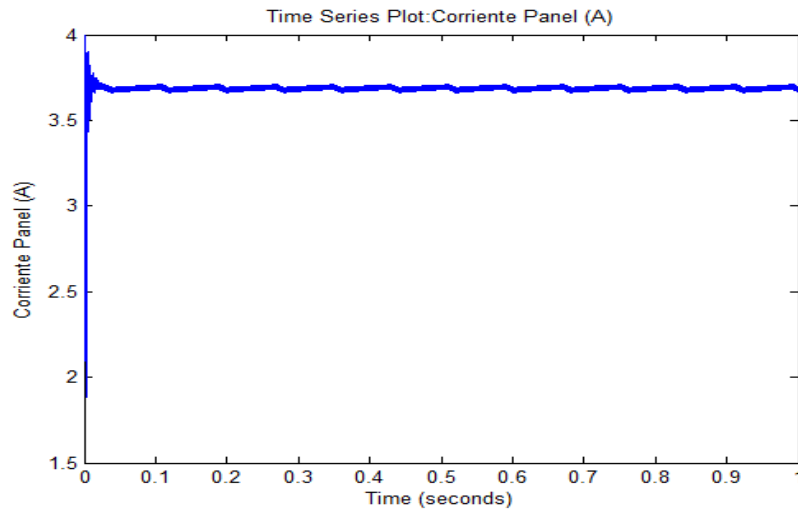
Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017).



**Figura 61. Voltaje Modulo FV controlado por el P&O**

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017)

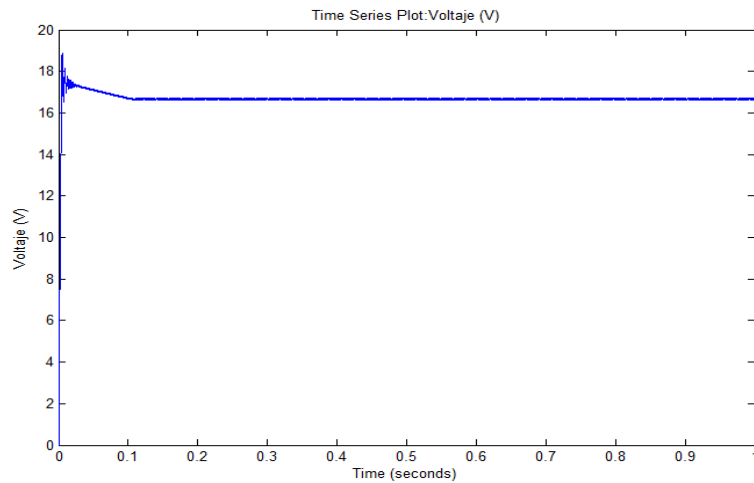




**Figura 62. Corriente Modulo FV controlado por el P&O a 1000W/m2**

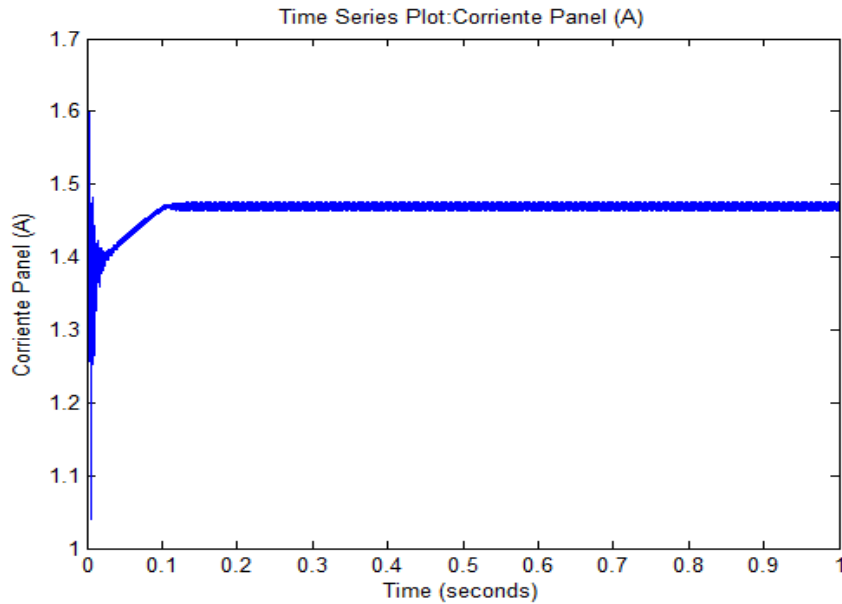
Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017)

También se hicieron pruebas para ver la respuesta del control P&O a condiciones estándar de 400 W/m2 a una temperatura de 25°C evaluando el voltaje del panel y corriente de panel como se ve en la Figuras 63 y 64.



**Figura 63 Voltaje Modulo FV controlado por el P&O a 400W/m2 a 25°C**

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017).

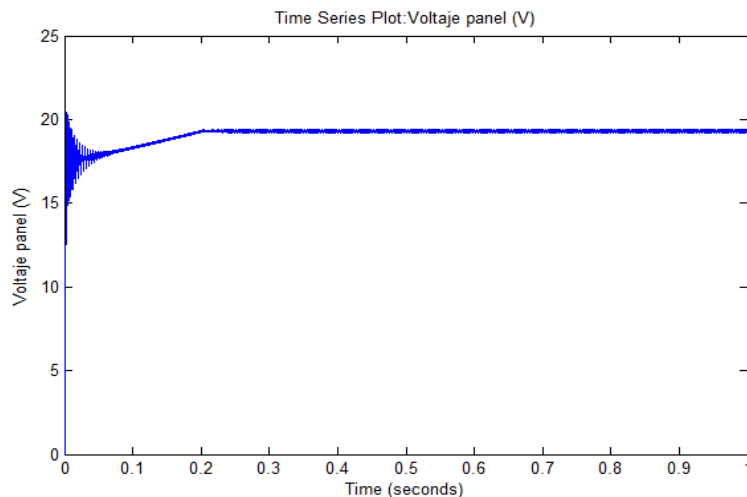


**Figura 64. Corriente Modulo FV controlado por el P&O a 400W/m2**

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017)

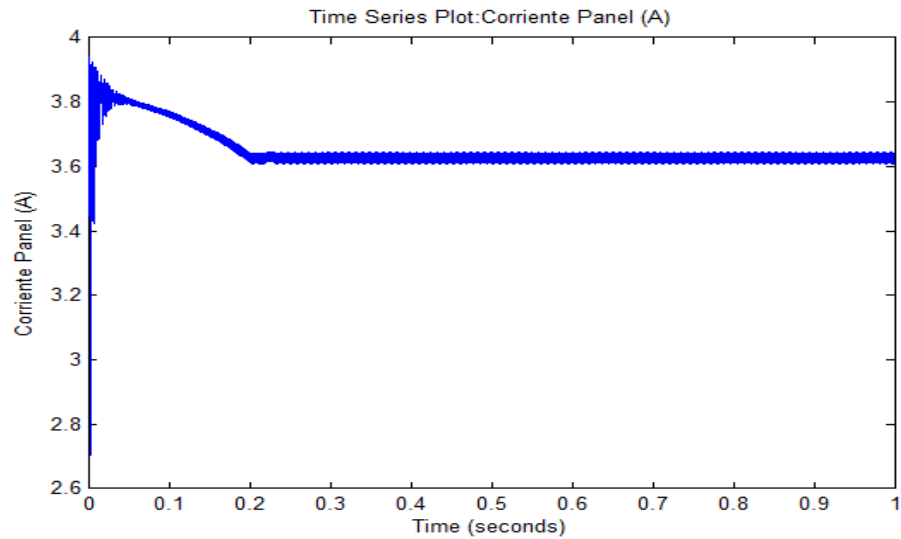
### 13.2.2. Simulación a Lazo cerrado P&O Variando temperatura

Se realizó la simulación del controlador P&O para esta ocasión variando la temperatura y observar como incide sobre el módulo. Primero se simuló una temperatura de 0°C manteniendo constante la irradiación solar para lo cual se obtuvieron las curvas de voltaje, corriente y potencia del Módulo que se ven en las Figuras 65.66 y 67.



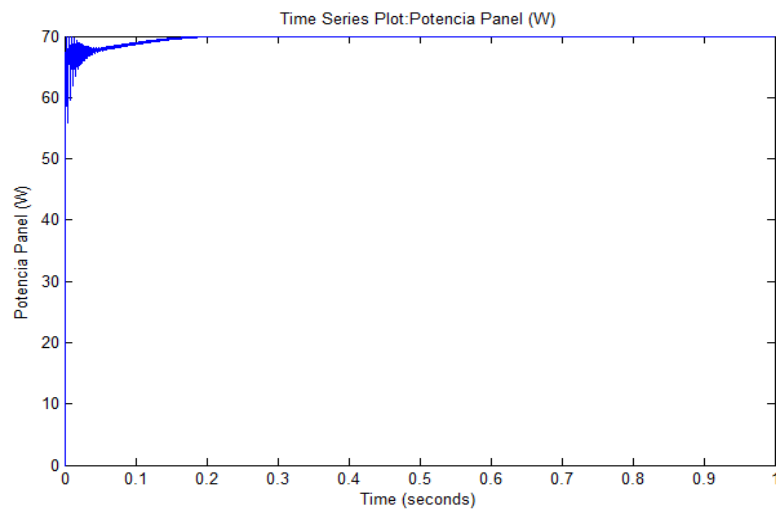
**Figura 65. Voltaje Modulo FV controlado por el P&O a 0°C**

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017).



**Figura 66. Corriente Modulo FV controlado por el P&O a 0°C**

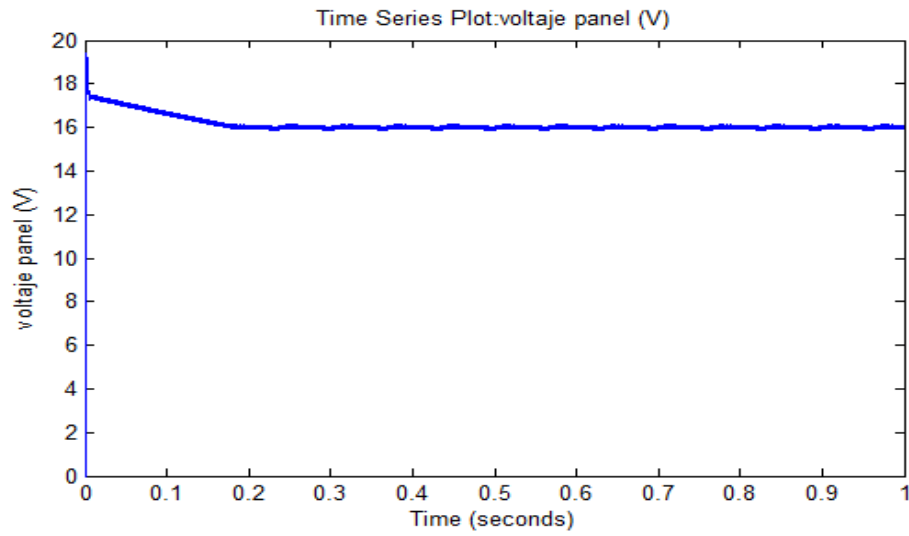
Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017)



**Figura 67. Potencia Modulo FV controlado por el P&O a 0°C**

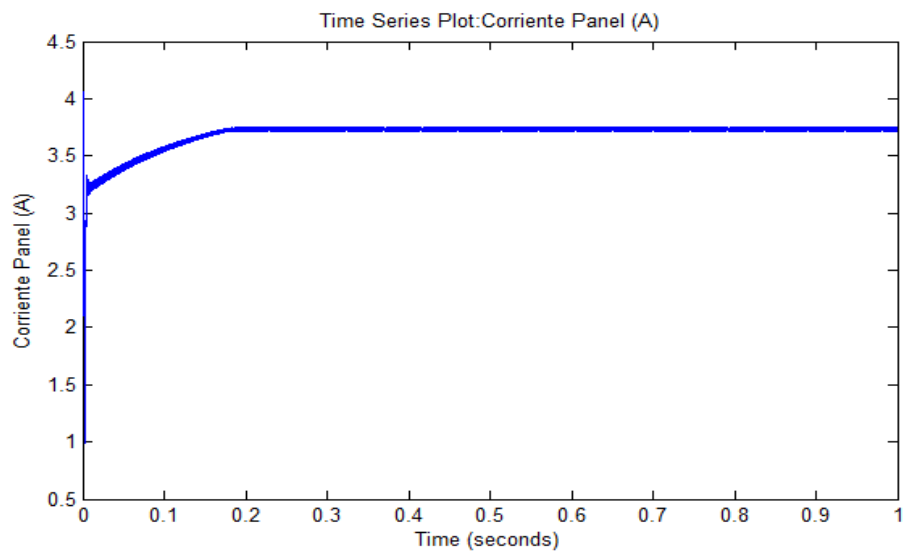
Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017)

Luego se simuló una temperatura de 50°C manteniendo constante la irradiación solar para lo cual se obtuvieron las curvas de voltaje, corriente y potencia del Módulo que se ven en las Figuras 68,69 y 70.



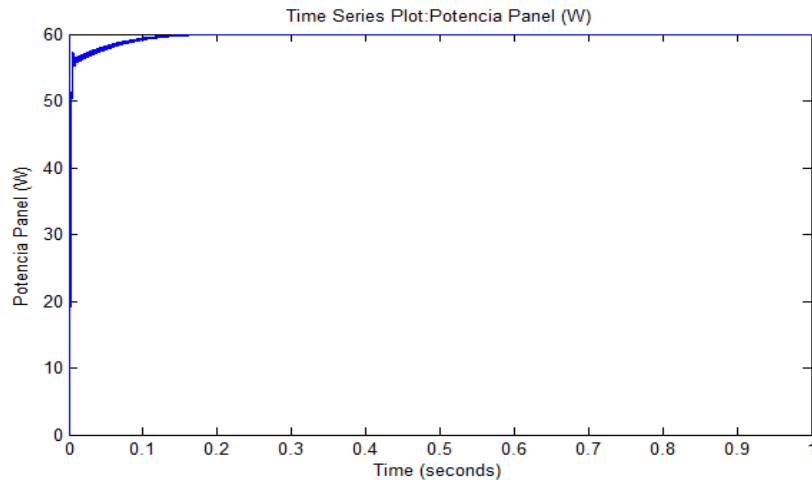
**Figura 68. Voltaje Modulo FV controlado por el P&O a 50°C**

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017).



**Figura 69. Corriente Modulo FV controlado por el P&O a 50°C**

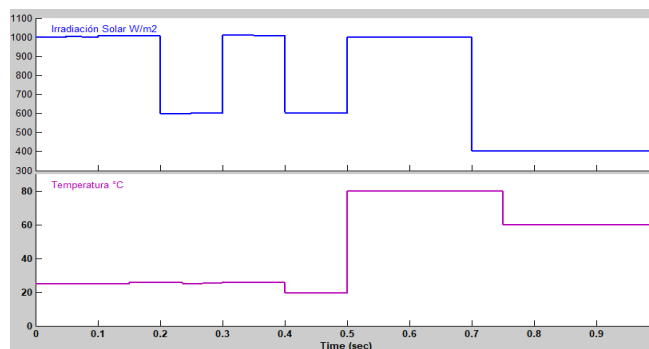
Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017)



**Figura 70. Potencia del Módulo FV controlado por el P&O a 50°C**

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017)

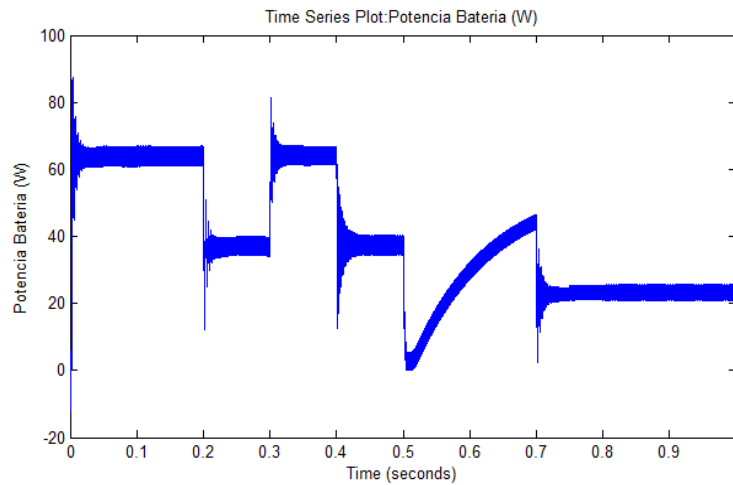
Los resultados obtenidos evidencian la efectividad del controlador P&O puesto que se logra alcanzar el MPP para las diferentes condiciones de temperatura. En el caso de la eficiencia se puede ver como se mantiene alrededor del 100% en cada una de las variaciones de irradiación, sin embargo, presenta oscilaciones moderadas. En la Figura 71 se observa las diferentes condiciones de temperatura y radiación a la que fue sometido el controlador P&O y posteriormente simulado.



**Figura 71. Variaciones de Irradiación y temperatura al P&O**

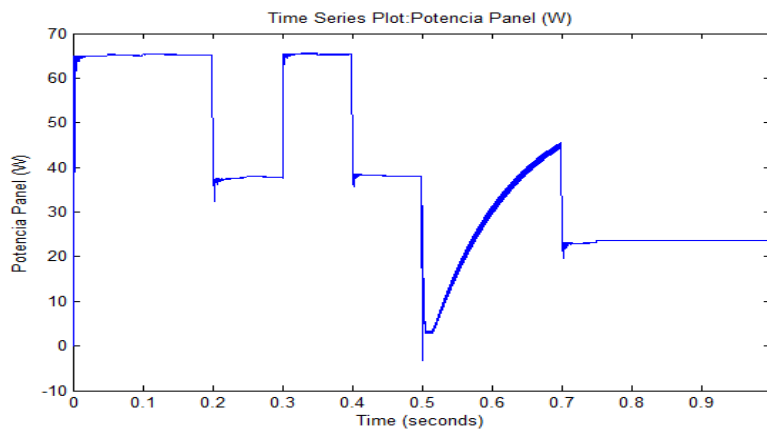
Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017).

En las Figuras 72 y 73, se muestra luego de simulado la potencia entregada a la batería por parte de controlador y la potencia del módulo FV.



**Figura 72. Potencia de Batería extraída por el P&O a Variaciones de Irradiación y temperatura**

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017).



**Figura 73. Potencia del módulo FV con Variaciones de Temperatura y Radiación**

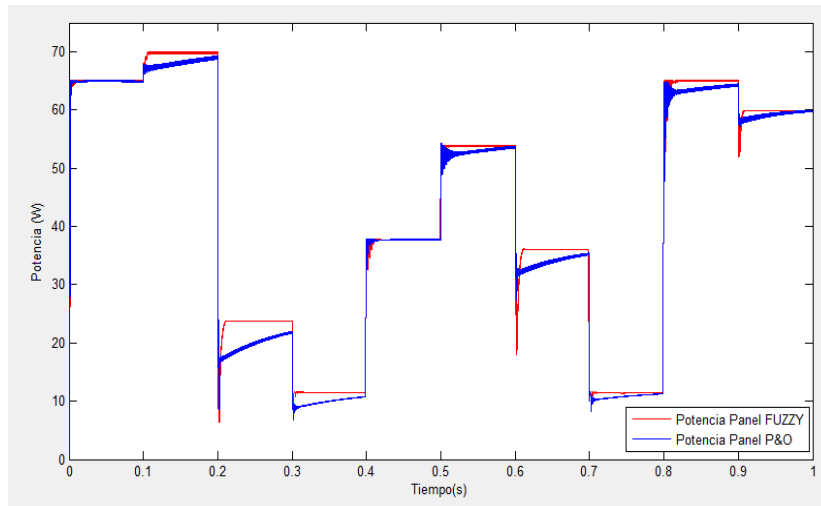
Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017).

### 13.3. Control difuso

#### 13.3.1. Simulación a Lazo cerrado Fuzzy a condiciones estándar

Para corroborar el desempeño del controlador difuso en el sistema de lazo cerrado, se realizó una primera prueba para condiciones estándares de operación con  $T=25^{\circ}\text{C}$  y  $E=1000 \text{ W/m}^2$ . En la Figura 74 se muestra la potencia extraída del panel FV y se puede observar como el controlador difuso logra extraer la máxima potencia de 65, W a partir de un tiempo de estabilización de 0,1s.





**Figura 77. Potencia extraída al módulo FV a Condiciones variables Fuzzy Vs P&O**

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017).

En la Figura 77 se puede apreciar la potencia extraída del Controlador P&O vs difuso al módulo FV en la cual se puede observar que el controlador Difuso tiene mejor respuesta que el P&O en los tiempos 0.2 s teniendo en cuenta la Figura 79 en la cual se le asignan los cambios a los cuales fue sometido de irradiación y temperatura. El controlador difuso en los cambios de temperatura da mejor respuesta y también entre los tiempos 0.1s y 0.2s, le extrae al módulo FV 70 W a diferencia del P&O, llegando a los 0.2 su potencia es un poco menor que la del difuso.

#### **13.4. Interfaz gráfica General del proyecto.**

Para darle una mejor presentación a nuestro proyecto y mayor facilidad de cualquier persona interesada conociera cada uno de los aspectos mencionados anteriormente y se viera los resultados obtenido de una manera práctica y accesible se creó la interfaz gráfica la cual se puede observar en la Figura 78. La interfaz consta de seis módulos que son modelo panel solar, convertidor Buck, controlador P&O, controlador difuso, Interfaz Vs P&O y resultados de implementación de Arduino.





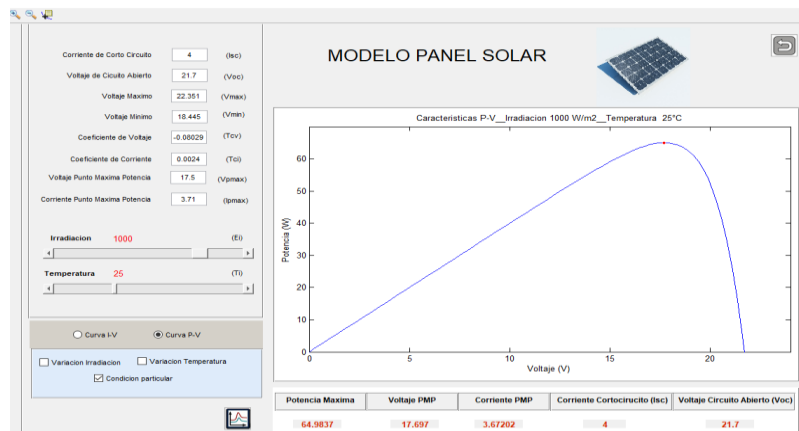
**Figura 78. Interfaz Gráfica del Proyecto.**

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017)

### 13.4.1. Interfaz Modelo Panel Solar

En la Figura 79 se muestra la interfaz del modelo del panel solar en la cual es usuario podrá simular el módulo FV ingresando los parámetros eléctricos proporcionados por el fabricante, puede manipular las condiciones ambientales a la cual lo va a someter, y le mostrará la potencia que este le puede proporcionar en esas condiciones.

El usuario tiene también la opción de escoger tipo de curva que desea graficar sea voltaje vs corriente o potencia vs voltaje. La interfaz posee botones de control los cuales son para graficar el modelo del panel y la otra permite regresar al menú principal del proyecto, al simular condiciones partículas de operación, es decir una temperatura e irradiación constante, en la parte inferior del área de visualización se generarán los valores asociados al punto de máxima potencia, los parámetros Isc y Voc.

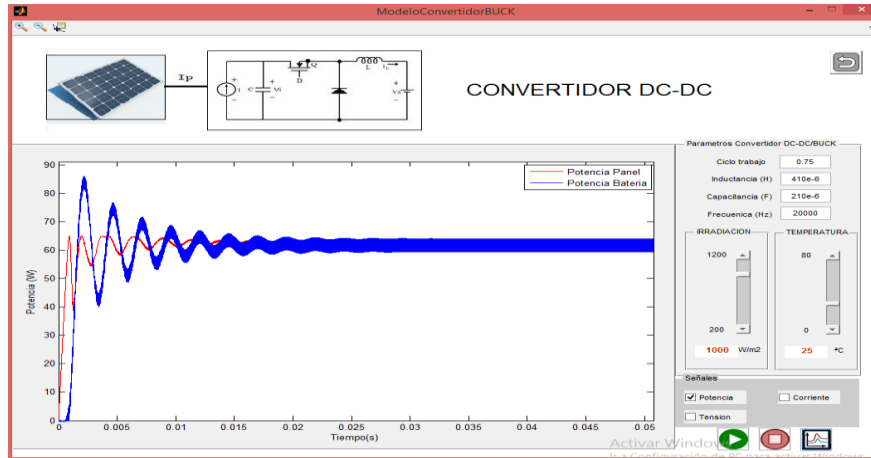


**Figura 79. Interfaz Modelo Panel Solar.**

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017)

### 13.4.2. Interfaz Convertidor Buck.

En la Figura 80 se puede apreciar la interfaz gráfica para simular el sistema panel-buck definiendo un ciclo de trabajo fijo y estableciendo los parámetros del convertidor (Capacitancia, inductancia y frecuencia). También se puede definir la condición de operación de temperatura e irradiación, para el análisis de la respuesta del convertidor de potencia el usuario puede graficar las señales correspondientes a potencia, tensión y corriente. Esta interfaz posee el botón de play para simular el convertidor, su respectivo botón de pause y el de graficar.



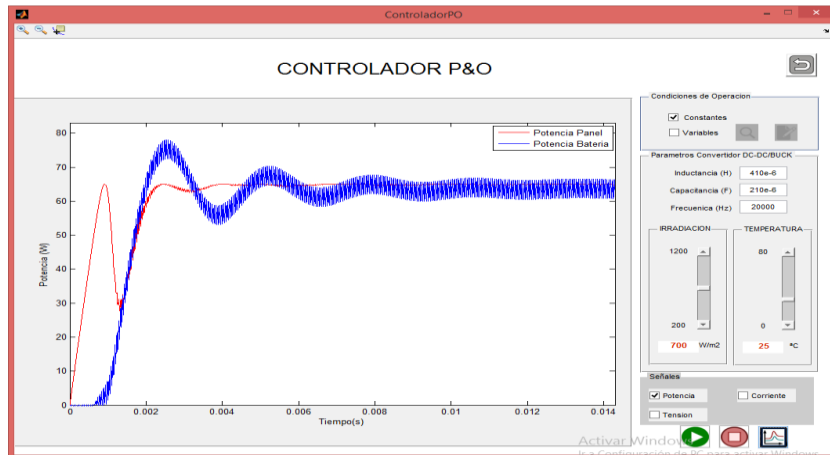
**Figura 80. Interfaz Modelo Panel Solar.**

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017)

### 13.4.3. Interfaz Controlador P&O.

En esta interfaz que se muestra en la Figura 81 se puede simular la respuesta del controlador P&O ingresando los valores del convertidor de capacitancia, inductancia y frecuencia con el botón de play se puede graficar las curvas potencia, corriente y voltaje.

La interfaz está estructurada de tal manera que el usuario puede definir, visualizar las condiciones de operación del controlador ya sea de manera constante o variable por medio de dos botones que se encuentran en la parte superior de derecha. Al seleccionar la temperatura variable se puede visualizar las señales de temperatura e irradiación establecidas en el bloque *signalbuilder* del modelo de Simulink. La interfaz le permite editar las señales de temperaturas e irradiación desplegando una ventana de parámetros.

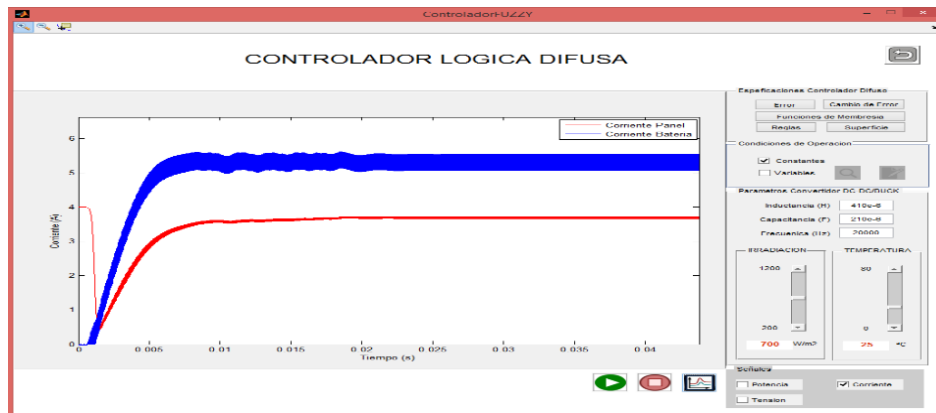


**Figura 81. Interfaz Controlador P&O.**

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017)

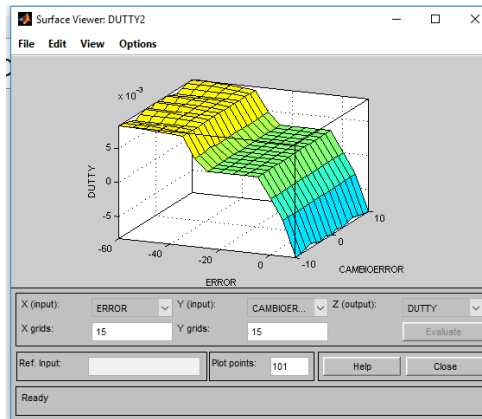
#### 13.4.4. Interfaz Controlador Lógica Difusa.

Esta interfaz tiene las mismas funcionalidades que la del controlador P&O. Podremos especificar condiciones de temperatura e irradiación constante o variables para la simulación, editar los parámetros del convertidor de potencia Buck e igualmente seleccionar la señal a graficar. La sección inicial de la interfaz permite visualizar las especificaciones del controlador difuso implementado como se puede apreciar en la Figura 82. Esta interfaz también le permite al usuario visualizar la imagen en 3D del controlador difuso como se puede ver en la Figura 83 y también de ver la curva de error, cambio de error como se muestra en la Figura 84.



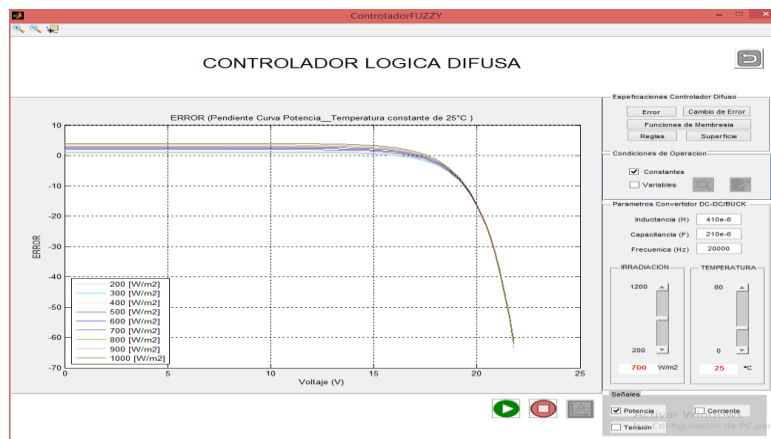
**Figura 82. Interfaz Controlador Lógica Difusa.**

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017)



**Figura 83. Superficie 3D del controlador Difuso.**

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017)

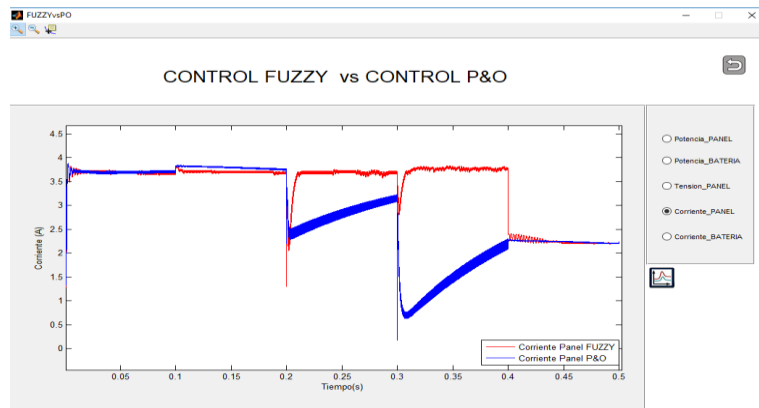


**Figura 84. Imagen Curva de error del controlador Difuso.**

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017)

#### 13.4.4. Interfaz Control Fuzzy Vs P&O.

Esta interfaz es para la visualización de resultados obtenidos en las simulaciones previas del controlador P&O y FUZZY. Si el usuario trata de ingresar a esta interfaz desde el menú principal sin realizar las simulaciones de los controladores, se desplegará una ventana indicando un error ya que no han sido generadas las variables exportadas desde Simulink al espacio de trabajo de Matlab. Estas variables tanto para fuzzy como P&O son las siguientes: potencia de panel, potencia de batería, tensión de panel, corriente de panel y corriente de batería. En la Figura 85 se puede apreciar la interfaz mencionada anteriormente.



**Figura 85. Interfaz Fuzzy Vs Control P&O.**

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017)

#### **13.4.5. Interfaz Resultado e implementación de Arduino.**

Esta interfaz permite el análisis de los datos reales obtenidos por cada uno de los controladores, los cuales son almacenados en la tarjeta SD para después ser cargado a la interfaz, puede abrir archivo con los datos registrados en Arduino. La ventana de navegación realiza el filtro de archivos .txt. NOTA: Para que el documento .txt de datos sea validado por la interfaz su nombre de archivo debe iniciar con la palabra DATOS, de lo contrario se desplegará una ventana de advertencia indicando al usuario que el documento seleccionado no corresponde a un archivo que contenga registros.

Una vez ha sido cargado un documento de texto valido según las condiciones establecidas para el nombre, se mostrará la información general del registro de datos:

1. Fecha de registros
2. Hora inicio registros
3. Hora de finalización de registros
4. Número de registros.
5. Nombre del archivo

Como se observa en la Figura 86 y también los diferentes tipos de graficas que se pueden obtener.



**Figura 86. Interfaz Resultados e Implementación en Arduino.**

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017)

### 13.5. Evaluación del Controlador Difuso

En la Figura 87 se muestra el Modulo FV con el controlador y la batería haciendo las respectivas pruebas de tomas de datos para hacer la comparación de P&O y el fuzzy.

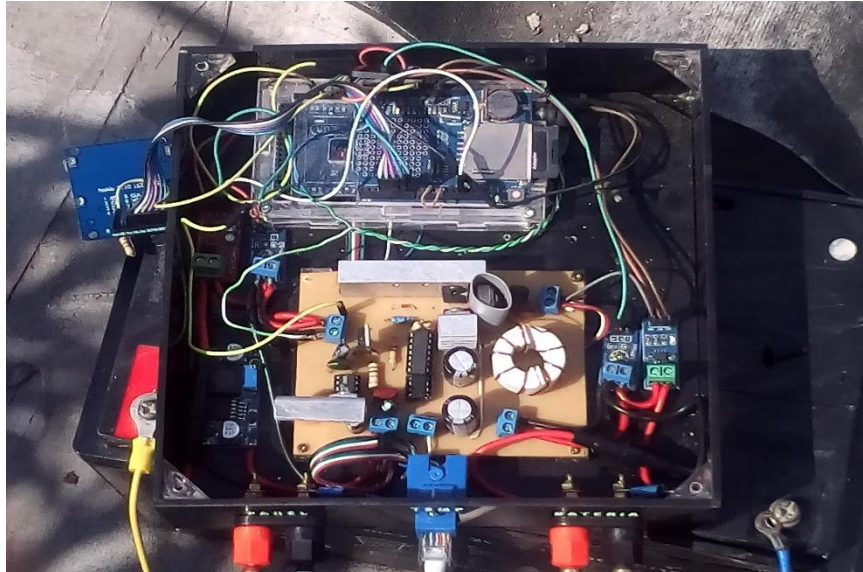


**Figura 87. Módulo FV Convertidor Buck y Batería.**

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017)



En la Figura 88 se observa el convertidor buck en su respectiva caja y se puede ver el circuito implementado con su respectiva LCD.



**Figura 88. Convertidor Buck Implementado**

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017)

En la Figura 89 se muestra la toma de datos de la irradiación tomada durante el proceso de toma de datos para su posterior análisis.



**Figura 89. Toma de la irradiación**

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017)

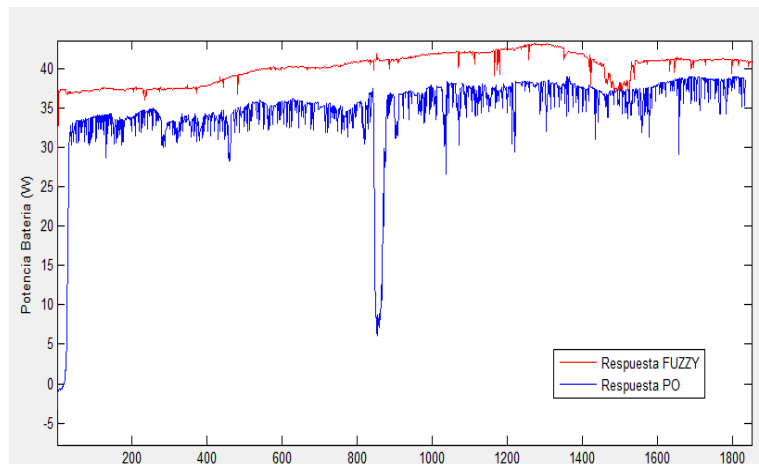
En la Figura 90 se muestra la instalación de 4 sensores LM 335 para monitorear la temperatura del módulo FV para su posterior análisis.



**Figura 90. Sensores de Temperatura instalados en el Modulo FV**

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017)

En la Figura 91 se muestra la gráfica de potencia entregada por módulo FV a la batería y se puede observar que el fuzzy marcado con la línea roja le entrega más potencia que el controlador P&O, y la estabilidad que el fuzzy presenta en comparación con el P&O a los cambios.

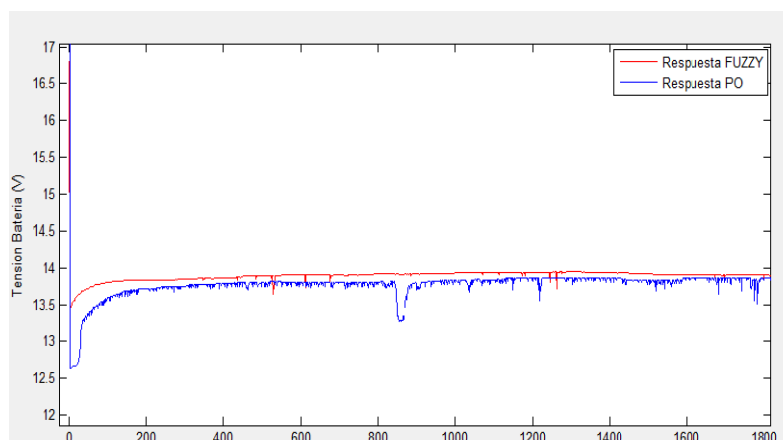


**Figura 91 Resultados Obtenidos de Potencia de batería Fuzzy Vs P&O**

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017)

En la figura 92 se muestra la tensión suministrada por cada uno de los controladores a la carga en este caso la batería y en la que podemos ver la estabilidad que muestra el fuzzy en comparación con el P&O.

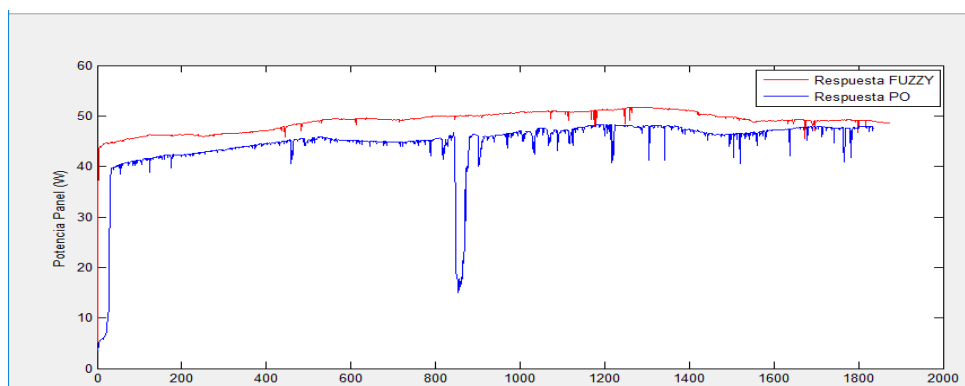




**Figura 92 Resultados Obtenidos Tensión de Batería Fuzzy Vs P&O**

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017)

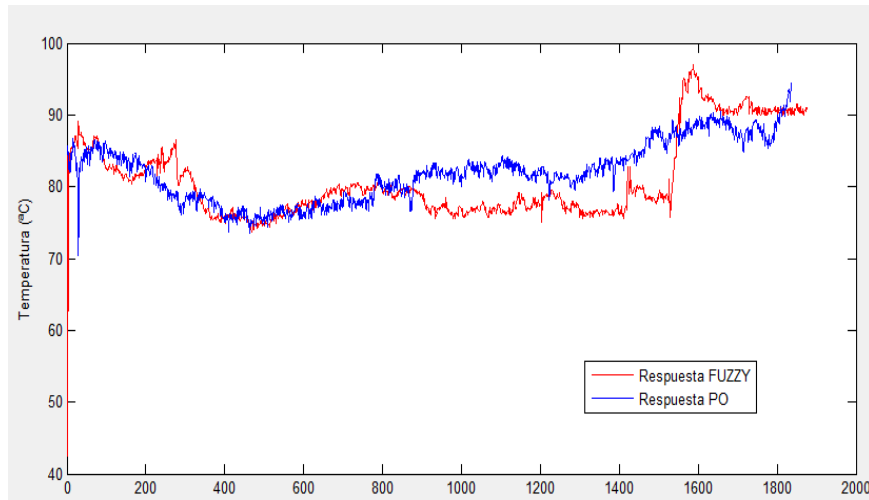
En la Figura 93 se puede observar la potencia extraída por cada uno de los controladores para el fuzzy con línea roja se muestra claramente que extrae una potencia más estable y la rapidez de como el fuzzy encuentra el punto de máxima potencia, a diferencia del controlador P&O que es más lento e inestable.



**Figura 93. Resultados Obtenidos Potencia Modulo FV de Fuzzy Vs P&O**

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017)

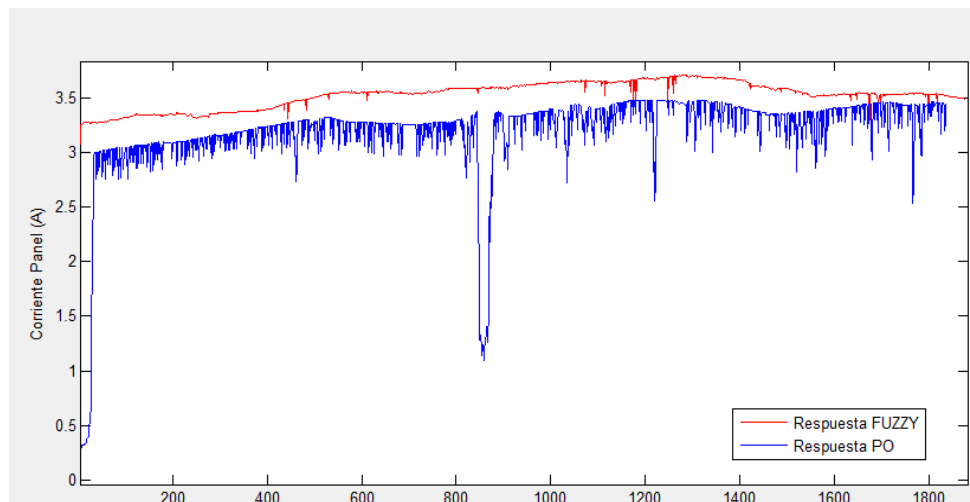
En la Figura 94 se observa claramente la temperatura que tenía el panel para cada uno de los controladores la cual es un promedio de 81°C con una irradiación promedio medida para el fuzzy 1118 w/m<sup>2</sup> y el P&O 1030 W/m<sup>2</sup>.



**Figura 94 Temperatura registrada de la temperatura de ambos controladores**

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017)

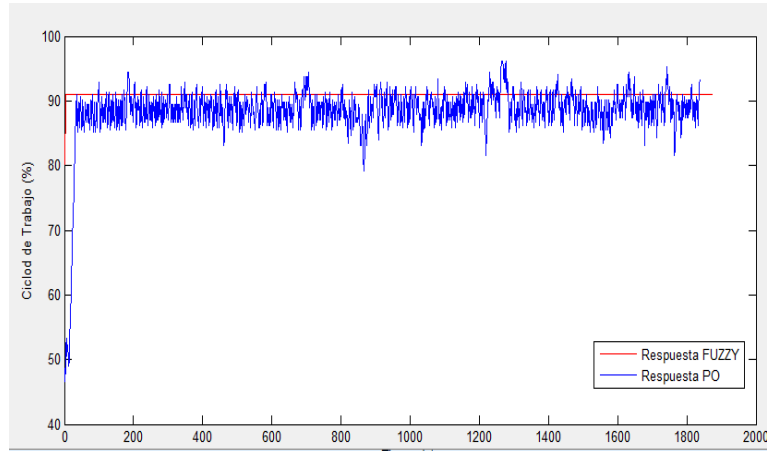
En la figura 95 se observa el comportamiento de la corriente de cada uno de los controladores Fuzzy y P&O, confirmando la rapidez del controlador fuzzy de encontrar el punto de máxima potencia y la estabilidad.



**Figura 95. Corriente de Panel del P&O y Fuzzy**

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017)

En la Figura 96 se observa el ciclo útil de cada uno de los controladores durante las pruebas realizadas de igual forma la estabilidad que presenta el controlador difuso con respecto al del P&O el cual presenta una oscilación alrededor del punto de máxima potencia.



**Figura 96. Ciclo de trabajo del controlador P&O y Fuzzy**

Fuente: (Roberto L \_ Adolfo G, 2017)

## 14. Conclusiones

El controlador y el convertidor son de suma importancia para extraer la máxima potencia a un módulo FV, la potencia que puede entregar depende de muchos factores ambientales en un instante de tiempo. Debido a todo esto es necesario el uso de un controlador para extraer la mayor potencia que el módulo pueda entregar debido a que la resistencia interna va cambiando de manera rápida, debido a los cambios de irradiación y temperatura que se presentan.

El convertidor Buck juega un papel decisivo ya que su función principal es la de transferir la máxima potencia posible extraída al módulo para ser entregada a una carga. Si se extraen 20 Watt al módulo, el convertidor debe ajustarse para entregar esa potencia a la carga de la manera más eficiente, para lo cual el convertidor buck está diseñado para una tensión de entrada de 21.7 voltios y una corriente de 6 amperios para una potencia de según las características del módulo FV de 65W.

En la implementación del convertidor se hizo una investigación muy minuciosa para su diseño como la frecuencia a la que va a trabajar la cual es muy importante de acuerdo con el material investigado y pruebas realizadas se probaron frecuencias de 100, 50 y 20 kHz. Se determinó que la frecuencia óptima para trabajar este proyecto era la de 20 kHz debido a mayor frecuencia se presenta pérdidas de potencia por conmutación del mosfet lo cual disminuye la eficiencia del convertidor.

En cuanto a la toroide se verificó la permeabilidad de diferentes toroide de hierro y de ferrita. Se escogió la de ferrita puesto que presenta una permeabilidad muy alta

con respecto a las otras toroides, la toroide seleccionada presenta una permeabilidad muy alta de 4880 lo cual beneficia mucho, se tienen menos pérdidas por la disminución del número de vueltas que se deben dar para tener el inductor adecuado, menor espacio, menor dinero en alambre cobre por lo tanto a mayor número de vueltas se presenta mayor calentamiento del inductor.

En el diseño del inductor, un factor muy importante tener en cuenta es calibre del conductor con el que se desea implementar el inductor, esto de acuerdo con la frecuencia a la que se desea trabajar, debido a que el conductor soporta determinada corriente máxima a la que puede ser sometido teniendo en cuenta la frecuencia a la que trabaje la aplicación o proyecto a ejecutar, para nuestro caso se utilizó un conductor calibre #20 el cual soporta 11 Amperios a una frecuencia de 27Khz.

En el diseño del inductor, un factor muy importante tener en cuenta es calibre del conductor con el que se desea implementar el inductor, esto de acuerdo con la frecuencia a la que se desea trabajar, el conductor soporta determinada corriente máxima a la que puede ser sometido teniendo en cuenta la frecuencia a la que trabaje la aplicación o proyecto a ejecutar.

En lo concerniente para el control del ciclo útil del convertidor, para mayor eficiencia del convertidor se revisaron diferentes tipos de activadores de mosfet el cual es de suma importancia a la precisión con la que el controlador va a encontrar el MPP, para esto se tuvo mucho en cuenta la eficiencia y el menor consumo de potencia. Se realizó un análisis con diferentes drivers implementados con transistores, algunos no respondían en la variación de ciclo útil del mosfet.

Para lograr la mayor eficiencia se optó por utilizar un driver IR2117, el cual tiene un sólo canal tiene un tiempo de encendido de 125 ns, un tiempo de apagado de 100ns, con un voltaje de salida de 10 a 20 voltios con una corriente de 200 a 420 Ma. En el montaje se presentaron ciertas dificultades como el capacitor de Bootstrap lo cual el fabricante proporciona una fórmula para calcularlo, pero el valor del capacitor a usar debe ser mayor que el calculado, experimentalmente se logró encontrar el valor del capacitor que es de 0.22 uF a 25 voltios.

El circuito en su totalidad tiene un consumo aproximado de 3 watt en lo cual están incluido sensores, convertidor, driver, Arduino mega, regulador de 5 voltios y pantalla de visualización.

En este trabajo de investigación se realizó un análisis del comportamiento de un módulo fotovoltaico de 65 watt, donde se implementó un modelo matemático propuesto por Ortiz, logrando muy buenos resultados en distintas condiciones de irradiación y temperatura como se puede observar en las imágenes de la simulación.

Para la implementación del controlador difuso se dispuso de dos entradas y una salida cada una con 5 variables lingüísticas y 25 reglas de inferencia, como punto de comparación también se implementó un controlador basado en la perturbación y la observación, donde se pudo concluir que la respuesta obtenida por el controlador

difuso el tiempo de estabilización en el punto de máxima potencia es mucho más rápido que la brindada por el controlador P&O.

Los sensores, tarjetas de desarrollo Arduino y componentes electrónicos que se utilizaron se escogieron luego de una exhaustiva comparación en modelos que cumplieran con los rangos de operación, el tiempo de respuesta y la disponibilidad en el mercado para la implementación del proyecto.

Para la implementación del convertidor Buck DC – DC, fue necesario construir el inductor de forma artesanal con la ayuda de un LCR obtuvimos el valor calculado para mantener la operación en el modo continuo, como también la utilización de un driver para la controlar la compuerta del mosfet.

Se diseñó un algoritmo para la tarjeta Arduino Mega que permitió la implementación del prototipo para el controlador difuso y el P&O donde se almacenó en una tarjeta SD toda la información obtenida de los sensores de una forma estructurada, para luego analizar los datos almacenados en la interfaz gráfica diseñada en el Guide de Matlab.

En la implementación del prototipo se logró comprobar el comportamiento de estos dos controladores donde prevalece la robustez del controlador difuso por su estabilidad y velocidad de respuesta, se pudo observar la oscilación en el ciclo útil del controlador P&O que a pesar de encontrar el punto de máxima potencia oscila sobre este punto en búsqueda del mismo.

## 15. BIBLIOGRAFÍA

- Alldatasheet.com, ©. (2013-2017). *Componentes Electrónicos Hoja de datos de búsqueda*. Recuperado el 21 de marzo de 2017, de <http://www.alldatasheet.com/>
- Arduino. (24 de noviembre de 2015). *Arduino Home Page*. Obtenido de <http://arduino.cc/en/Main/Products>
- Arduino. (21 de marzo de 2017). *Arduino home page*. Obtenido de <https://www.arduino.cc/en/Main/arduinoBoardMega>
- Bawa, D., & Patil, C. (2013). Fuzzy control based solar tracker using Arduino Uno. *International Journal of Engineering and Innovative Technology (IJEIT)*, 179-187.
- Bouchafaa, F., Hamzaoui, I., & Hadjammar, A. (2011). Fuzzy Logic Control for the tracking of maximum power point of a PV system. *Energy Procedia*, 6, 633-642.
- Chang, Y.-H., & Hsu, W.-F. (8 de diciembre de 2010). A Maximum Power Point Tracking of PV System by Adaptive Fuzzy Logic Control. Taiwan: National Science Council of Taiwan, R.O.C.,
- Chavez, N. (2007). *Introducción a la investigación educativa*. Maracaibo: Gráfica González.
- construyendovideorokola.com, f. (s.f.). *CONSTRUCCIÓN DE UN TRANSFORMADOR TOROIDAL CASERO*. Obtenido de [http://construyasuvideorockola.com/transformador\\_toroidal\\_casero\\_01.php](http://construyasuvideorockola.com/transformador_toroidal_casero_01.php)
- Copyright 2013, E. C. (s.f.). *electrónicas caldas*. Recuperado el 20 de marzo de 2017, de <http://www.electronicoscaldas.com/sensores-de-temperatura/191-sensor-de-temperatura-lm335.html>
- Fernández, J. (2008). *Compendio de Energía Solar*. Madrid: Mundi Prensa.
- Gasquet, H. (2004). *Conversión de la luz solar en energía eléctrica*. Ciudad de México: Solartronic.
- Gil, O. (2008). Modelado y simulación de dispositivos fotovoltaicos. *Tesis de maestría*. Puerto Rico: Universidad de Puerto Rico.
- Hurtado, J. (2000). *Metodología de la investigación holística*. Caracas: Sygal.
- Jiménez, J. (2009). Estudio y simulación de sistemas de conversión fotovoltaica-eléctrica mediante Matlab-Simulink. *Tesis de final de carrera*. Catalunya, España: Universitat Politècnica de Catalunya.
- Kini, R., Narayanan, G., & Dalvi, A. (2014). COMPARATIVE STUDY AND IMPLEMENTATION OF INCREMENTAL CONDUCTANCE METHOD AND PERTURB AND OBSERVE METHOD WITH BUCK CONVERTER BY

USING ARDUINO. *IJRET: International Journal of Research in Engineering and Technology*, 461-469.

- Lohmeier, C. (2011). Highly Efficient Maximum Power Point Tracking Using a Quasi-Double-Boost DC/DC Converter for Photovoltaic Systems. *Master's Thesis*. Lincoln, Nebraska, USA: University of Nebraska - Lincoln.
- Margolis, M. (2011). *Arduino Cookbook*. Sebastopol: O'Reilly.
- Passino, K., & Yurkovich, S. (1998). *Fuzzy control*. California: Addison Wesley Longman Inc.
- Rogers, E. (1999). "Understanding Buck power Stages in Switchmode Power Supplies". *Texas instruments.aplicacation report*.
- Sánchez, M. (2008). *Energía Solar Fotovoltaica*. Ciudad de México: Limusa.
- Vistronica. (s.f.). *vistronica*. Recuperado el 21 de marzo de 2017, de <https://www.vistronica.com/todos-los-productos/>
- www.DatasheetCatalog.com, ©. (2013). *datasheetCatalog.com*. Recuperado el 21 de marzo de 2017, de <http://www.datasheetcatalog.net/>